# BEITRÄGE ZUR GLEICHSTROM-VERSTÄRKUNG

Entwicklungsarbeit

aus dem Elektrotechnischen Institut

der Technischen Hochschule Breslau

von Kurt Lämmchen

934

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41545806_0042

# BEITRÄGE

# ZUR

# GLEICHSTROMVERSTÄRKUNG

Von der Technischen Hochschule zu Breslau

zur

Erlangung der Würde eines Doktor-Ingenieurs

genehmigte

D I S S E R T A T I O N

vorgelegt von

DIPL.-ING. KURT LÄMMCHEN

aus Kattern bei Breslau

---

Referent: Priv.-Doz. Dr.-Ing. M. Büge

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. G. Hilpert

Tag der mündlichen Prüfung 23. Juni 1934.

# Inhalts-Übersicht.

Seite

**Beiträge zur Gleichstromverstärkung** . . . . . 3
K. Lämmchen.

A. Die bisherigen Verfahren der Gleichstromverstärkung . . . . . 3

B. Der prinzipielle Aufbau des neuen Gegentakt-Gleichstromverstärkers und seine Arbeitsweise . . . . . 5

C. Entwicklung und Aufbau der Versuchsanordnung
- I. Die Herstellung der günstigsten Arbeitspunkte für beide Gegentaktröhren 7
- II. Die technische Ausführung der Gegentaktschaltung . . . . . 12
- III. Das Netzanschlußgerät des Gleichstromverstärkers . . . . . 13
- IV. Der Tongenerator . . . . . 18

D. Die experimentelle Untersuchung des Aufbaus
- I. Die Arbeitsweise des Gleichstromverstärkers sowie die Festlegung seiner günstigsten Betriebsverhältnisse . . . . . 22
- II. Hilfsmittel zur Verringerung der »V-Kurven-Restspannung« . . . . . 26
- III. Der Einfluß der Netzschwankungen . . . . . 28

E. Angewandte Messungen mit Hilfe des Gegentakt-Gleichstromverstärkers
- I. Bestimmung der Stromempfindlichkeit des Gleichstromverstärkers . . . . . 32
- II. Die Messung eines Hochohmwiderstandes . . . . . 32
- III. Aufnahme einer Photozellencharakteristik . . . . . 33
- IV. Die Aufnahme einer Tageshelligkeitskurve mit Photozelle und Gleichstromverstärker . . . . . 34

F. Zusammenfassung und Erweiterungsmöglichkeiten . . . . . 34

G. Literaturangaben . . . . . 35

Lebenslauf . . . . . 36

R. UNIV. BIBLIOTHEEK LEIDEN

# Beiträge zur Gleichstromverstärkung.

*Von K. Lämmchen.*

## A. Die bisherigen Verfahren der Gleichstromverstärkung.

Durch die Einführung der Elektronenröhre in die moderne Meßtechnik ist es möglich geworden, Ströme und Spannungen nachzuweisen, die weit unter der Empfindlichkeitsgrenze unserer Anzeige-Instrumente liegen. Versuche, die Empfindlichkeit der Instrumente selbst, besonders der Galvanometer, durch konstruktive Verbesserungen zu erhöhen, haben gezeigt, daß dieser eine Grenze gesetzt ist, die durch Schwankungen des Nullpunktes bedingt ist. Sie werden hervorgerufen durch die Brownsche Bewegung der Moleküle des umgebenden Gases. Sollen Ströme und Spannungen gemessen werden, die unterhalb der durch obige Bedingungen gegebenen Grenzen liegen, so müssen wir versuchen, die zu messenden Ströme und Spannungen zu verstärken.

Als geeignetes Hilfsmittel läßt sich wie in der Wechselstromtechnik die Elektronenröhre verwenden. Da die Röhre aber nur ein spannungsempfindliches Relais ist, muß die Strommessung auf eine Spannungsmessung zurückgeführt werden. Der zu messende Strom wird durch einen Hochohmwiderstand geschickt, dessen Enden zwischen Gitter und Kathode der Röhre liegen (vgl. Abb. 1).

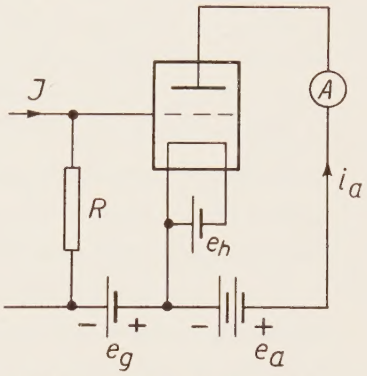


Abb. 1. Prinzipschaltung der Gleichstromverstärkung.

Der Strom I verursacht am bekannten Widerstand R einen Spannungsabfall, der die Gitterspannung und damit den Anodenstrom ändert. Aus der Anodenstromänderung schließt man über die Gitterspannung auf den unbekannten Strom I. Kompensiert man den Anodenstrom, so lassen sich sehr kleine Anodenstrom- und infolgedessen kleine Gitterspannungsänderungen messen, was zu einer Empfindlichkeitssteigerung der Anordnung führt. Da die Röhre aber eine Spannungsempfindlichkeit von $10^{-4}$ bis $10^{-5}$ Volt besitzt, muß zur Messung sehr kleiner Ströme der Widerstand R groß gewählt werden. Der Größe von R sind jedoch Grenzen gesetzt: einmal, den Meßkreis mit seinen Stromverhältnissen möglichst wenig zu verändern, das andere Mal den Fehler durch Auftreten irgendwelcher Ohmschen Nebenschlüsse parallel zum Hochohmmeßwiderstand klein zu halten (vgl. C I b). Die erreichbare Empfindlichkeit dieses Verstärkeraufbaus ist gegeben durch das Verhältnis $\frac{di_a}{dI}$ (vgl. Abb. 1).

Es ist: $$di_a = S \cdot de_g$$

und $$de_g = R \cdot dI.$$

Aus beiden Gleichungen ergibt sich: $\frac{di_a}{dI} = S \cdot R$ . . . . . I.

Eine Steigerung der Empfindlichkeit läßt sich also erzielen durch großen Hochohmwiderstand und durch große Steilheit der Röhre. Ein großer Meßwiderstand setzt aber einen kleinen Gitterkriech- und Gitterionenstrom voraus. Das führt zu Spezialformen von

Röhren mit gesonderter Durchführung des Gitteranschlusses und bester Evakuierung bei Herabsetzung der Anodenspannung auf die Ionisierungsspannung der Restgase, die etwa 6 ÷ 8 Volt beträgt. Man verwendet aus diesem Grunde Doppelgitterröhren in Raumladeschaltung.

Eine Erhöhung der statischen Steilheit einer Röhre und somit der Empfindlichkeit der Gleichstromverstärkung läßt sich durch Anwendung einer Gleichstromrückkopplung erreichen.

Nach der Entwicklung der Kallirotronschaltung durch Turner[1])*) benutzten Jaeger und Scheffers hierzu die fallende Charakteristik des Raumladestromes einer Doppelgitterröhre[2]). Das Schaltbild ist in Abb. 2 angegeben, die Wirkungsweise werde nun erklärt.

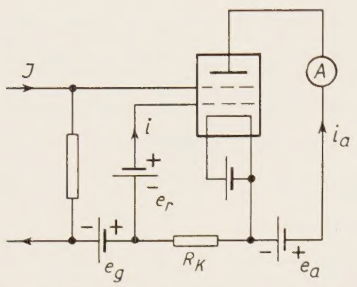


Abb. 2. Gleichstrom-Rückkopplungsschaltung.

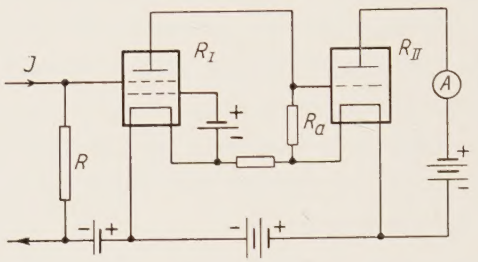


Abb. 3. Loftin-White-Verstärker.

Einer positiven Änderung von $e_g$ entspricht eine positive Änderung des Anodenstromes $i_a$ und eine negative Änderung des Raumladestromes $i_r$. Durch das kleiner werdende $i_r$ wird der Spannungsabfall an $R_K$ kleiner und damit die Gittervorspannung noch positiver.

Eine weitere Verstärkung des Gleichstromes kann durch Anwendung von Kaskadenschaltung analog wie bei jedem Wechselstromverstärker erzielt werden, nur ist es nötig, daß die Anode der einen Röhre galvanisch mit dem Gitter der darauffolgenden Röhre nach dem Prinzip des Loftin-White-Verstärkers, vgl. Abb. 3, miteinander verbunden sind.

Ändert man die Gittervorspannung an Röhre I, so entsteht an $R_a$ eine verstärkte Spannungsänderung, die in gleicher Weise steuernd auf den Anodenstrom der Röhre II wirkt. Dieser Vorgang ließe sich noch durch Erweiterung der Kaskadenschaltung wiederholen, wenn nicht diesem Verfahren eine Grenze durch Batterieschwankungen sowie durch andere noch zu erläuternde Einflüsse gesetzt wäre.

Ein grundsätzlich neuer Weg, Gleichströme zu verstärken, wurde von Zeiß in Jena eingeschlagen. Sie führen die Gleichstromverstärkung durch Zerhacken des Gleichstromes in eine Wechselstromverstärkung über[3]). Dieses Verfahren arbeitet mit Hörempfang und Tonminimum, also als Nullmethode. Es ist nur dann anwendbar, wenn die zu messenden Ströme gegenüber der Zeit einer Periode der Unterbrecherfrequenz, die zu 400 ÷ 1000 $H_z$ gewählt wurde, von langer Dauer sind.

Bei einem Gleichstromverstärker nach Sell wird das Problem der Gleichstromverstärkung auf elektrothermischem Wege gelöst[4]). Die Methode beruht darauf, daß durch Zeigerinstrumente — vorzugsweise Drehspulinstrumente — Luftströme gesteuert werden, die auf eine Bolometeranordnung wirken.

*) Die Zahlen beziehen sich auf die benutzte Literatur.

DIE SCHWANKUNGEN BEI GLEICHSTROMVERSTÄRKERN.

Maßgebend für die untere Meßgrenze eines Gleichstromverstärkers sind verschiedene Arten von Schwankungen. Die einzelnen Ursachen sollen näher erläutert werden. Zunächst ist zu vermeiden, daß fremde elektrische Schwingungen an das Gitter der Röhre gelangen. Man verhindert diese Störung durch Einbau der Meßanordnung in einen Faradayschen Käfig. Ferner tritt die Einwirkung des Schrot-Effektes hinzu, der unperiodische Abweichungen des Anodenstromes $10^{-8}$ ÷ $10^{-7}$ Amp. zur Folge hat. Den größten Einfluß üben aber Batterieschwankungen aus. Während Anodenspannungsschwankungen bei Röhren mit kleinem Durchgriff noch verhältnismäßig leicht zu beherrschen sind — 0,5 ‰ innerhalb 15 Minuten sollen nicht überschritten werden — so muß auf die Konstanz der Heizbatterie der größte Wert gelegt werden. Bei normalen Röhren ändert sich bei einer Heizstromschwankung der Anodenstrom prozentual um den zehnfachen Wert. Noch gefährlicher werden diese Schwankungen bei Anwendung der Rückkopplungs- oder Kaskadenschaltung. Für Meßzwecke muß daher bei derartigen Schaltungen der Heizstrom für längere Zeit auf weniger als $^1/_{100}$ ‰ konstant gehalten werden[3]).

Dieser Einfluß der Betriebsspannungen aller oben angegebenen Gleichstromverstärkerschaltungen ist ein großer Nachteil. Er erfordert einen großen Aufwand an Batterien sowie eine genaue Überwachung. In folgender Arbeit wird daher eine neue Schaltung angegeben, die nahezu frei von Schwankungen der Speisespannung ist und daher bei Anwendung von Spannungs-Stabilisierungsschaltungen mit Netzanschluß versehen werden kann. Es ist zwar schon gelungen, den Loftin-White-Verstärker in etwas abgeänderter Form bei Anwendung einer geschickten Widerstandsanordnung in Verbindung mit einer Glimmlampe so aufzubauen, daß Gitter- und Anodenspannung dem Netz entnommen werden können, doch muß gerade die kritische Heizspannung eine Batterie liefern[5]).

Der Einfluß der Netzschwankungen ist also nicht beseitigt, sondern nur auf ein erträgliches Maß herabgesetzt.

## B. Der prinzipielle Aufbau des neuen Gegentakt-Gleichstromverstärkers und seine Arbeitsweise.

Der Entwicklung des Gegentakt-Gleichstromverstärkers*) liegen folgende Gesichtspunkte zugrunde:

1. Verwendung normaler Röhren und Kopplungselemente,
2. Anwendung von Voll-Netzanschluß.

Der hier entwickelte Gleichstromverstärker wird in seiner Arbeitsweise an Hand der grundsätzlichen Schaltung in Abb. 4 erklärt.

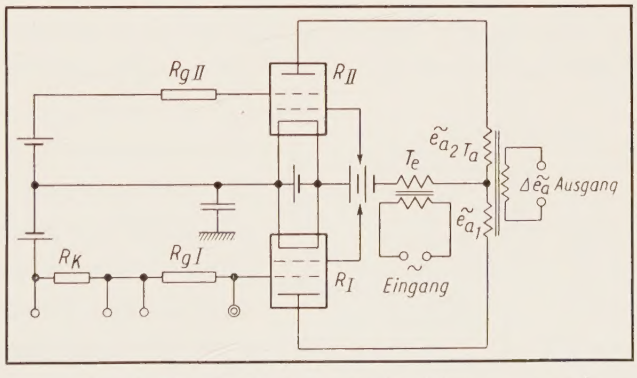


Abb. 4. Prinzipschaltung des Gleichstromverstärkers.

*) Vorgeschlagen von Büge, Breslau.

In die Anodenkreise zweier gleicher in Gegentakt geschalteter Doppelgitterröhren $R_I$ und $R_{II}$ wird eine Wechselspannung konstanter Amplitude über einen Transformator $T_e$ hineininduziert, Raumlade- und Gitterspannungen sind so einreguliert, daß die Anodenkennlinien beider Röhren gleichen Verlauf aufweisen. Damit sind die in den Gegentaktwicklungen des Transformators $T_a$ erzeugten Wechselspannungen $\tilde{e}_{a_1}$ und $\tilde{e}_{a_2}$ gleich groß und heben sich auf, so daß die in der Sekundärwicklung erzeugte Spannung $\Delta \tilde{e}_a$ Null ist. In dem Gitterkreis jeder Röhre liegt je ein Hochohmwiderstand $R_{g_I}$ und $R_{g_{II}}$. Schickt man durch einen dieser Widerstände, z. B. durch $R_{g_I}$, den Meßstrom, so ändert sich die Gitterspannung und damit die Anodenkennlinie von $R_I$, $\tilde{e}_{a_1}$ wird größer oder kleiner, in den Ausgangskreis wird die Differenz beider Anodenwechselspannungen induziert und kann gemessen werden. Leitet man durch den Kompensationswiderstand $R_K$ einen Hilfsstrom, der eine Spannung im Gegensinn zu der ursprünglichen Spannungsänderung erzeugt, so kann die Gittervorspannung auf ihren alten Wert gebracht werden, die Differenz der Anodenwechselspannung wird wieder Null. Aus dem Verhältnis von hoch- und niederohmigem Widerstand sowie aus der Größe des Kompensationsstromes wird der Meßstrom bestimmt. Die Vorteile dieses Gleichstromverstärkers seien nun an Hand des Schaltbildes zusammengefaßt:

1. Durch Anwendung der Gegentaktschaltung wird der Einfluß sämtlicher Hilfsspannungen (Heiz-, Gitter- und Anodenspannung) auf die Größe der Ausgangsspannung klein gehalten und läßt einen Netzanschluß zu.

2. Die Verwendung von Doppelgitterröhren mit kleiner Anodenspannung führt zu kleinen Gitterströmen und gestattet daher, hohe Meßwiderstände einzuschalten. Da die Hilfsspannungen für den Gleichstromverstärker klein sein müssen, ist ein günstiger Aufbau des stabilisierten Netzanschlusses, wie später noch gezeigt wird, zu erreichen.

3. Durch Anwendung der Kompensationsmethode im Gitterkreis der Meßröhre ist eine Eichung der Gesamtanordnung nicht nötig.

4. Da der Meßstrom durch Veränderung der Gitterspannung steuernd auf eine Wechselspannung wirkt, wird die Gleichstrom- in eine Wechselstromverstärkung übergeführt (Modulationsschaltung). Damit läßt sich eine erheblich größere Verstärkung als bei reinen Gleichstromverstärkern erzielen.

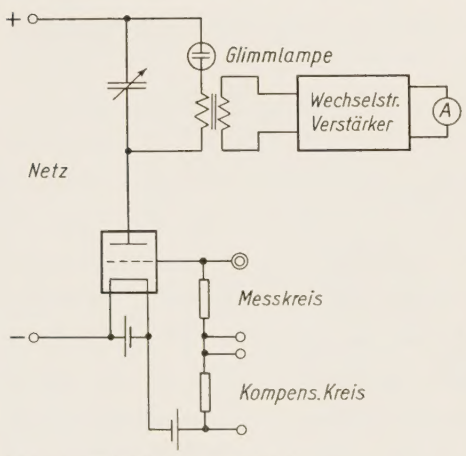

Abb. 5. Gleichstromverstärker mit Frequenzänderung.

Anmerkung. Es sei noch ein zweites Verfahren angegeben, die Gleichstrom- in eine Wechselstromverstärkung überzuführen. Das Schaltbild gibt Abb. 5 wieder.

In einer Glimmlampen-Kippschaltung wird eine Röhre als Ladewiderstand verwendet, mit deren Gitterspannung sich die Kippfrequenz ändern läßt.

Die erzeugte Wechselspannung wird einem stark frequenzabhängigen Wechselstromverstärker zugeführt und an seinem Ausgang gemessen.

Schickt man den unbekannten Strom durch den im Gitterkreis der Röhre liegenden Hochohmwiderstand, so wird die Gitterspannung, damit die Kippfrequenz und infolgedessen die Ausgangsspannung geändert. Durch einen Hilfsstrom, den man durch den Kompensationswiderstand leitet, kann der ursprüngliche Zustand wieder hergestellt werden. Aus der Größe des Hilfsstromes sowie aus dem Verhältnis der beiden Widerstände wird der Meßstrom bestimmt.

# C. Entwicklung und Aufbau der Versuchsanordnung.

## I. DIE HERSTELLUNG DER GÜNSTIGSTEN ARBEITSPUNKTE FÜR BEIDE RÖHREN.

*a) Gesichtspunkte für die Wahl der Röhren.*

Da die Gleichstromverstärkung auf der Gegentaktanordnung mit Nulleinstellung aufgebaut ist, wird verlangt, daß beide Hälften des Aufbaus (Abb. 4) elektrisch vollkommen symmetrisch sind. Die Röhren müssen daher gleiche Charakteristiken, also für dieses Verfahren gleichen Verlauf der Anodenkennlinie $i_a = f(e_a)$ aufweisen. Da handelsübliche Schaltelemente zu verwenden sind, werden zwei beliebige Röhren gleicher Type ausgewählt, deren Anodenkennlinien unter gleichen Betriebsbedingungen normalerweise voneinander abweichen. Da sie aber über einen gewissen Bereich zur Deckung gebracht werden sollen, müssen Doppelgitterröhren verwendet werden, mit deren Spannungen an den Hilfsgittern nicht nur eine Parallelverschiebung der Kennlinie wie bei der Eingitterröhre erfolgt, sondern sich auch eine Steilheits- und Krümmungsänderung der Kennlinie erzielen läßt. Da mit Rücksicht auf einen großen Gittermeßwiderstand die Gitterströme klein zu halten sind (vgl. A, C I b), werden die Doppelgitterröhren in Raumladeschaltung benutzt. Die Kathoden der Röhren erhalten eine direkte Heizung, um die Stromaufnahme der Gesamtanordnung hinsichtlich eines günstig arbeitenden stabilisierten Netzanschlusses (vgl. C III) klein zu machen. Es wurden Valvoröhren U 409 D gewählt.

*b) Untersuchung und Verbesserung der Gitterstromverhältnisse.*

Aus eben angeführten Gründen ist auf kleine Gitterströme zu achten. Ihre Größe ist abhängig von der Anoden-, Raumlade- und Gitterspannung. Um den Einfluß dieser Hilfsspannungen festzustellen, werden die Gitterströme $i_{ges}$ bei verschiedenen Anodenspannungen $e_a$, bei verschiedenen Raumladespannungen $e_r$ und bei einzelnen Gitterspannungen $e_g$ gemessen. Diese Gitterstrommessung erfolgt nach der Ardenneschen Methode (Zu- und Abschalten eines Hochohmwiderstandes im Gitterkreis der Röhre). Die Anordnung der Batterien für die Röhre in dieser sowie in allen folgenden Messungen ist in Abb. 6 wiedergegeben. Bei der

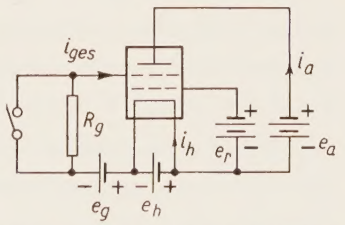

Abb. 6. Schaltung zur Messung der Röhrencharakteristik.

Untersuchung der Röhre I zeigt sich, wie es die Meßergebnisse in Abb. 7 $i_{ges.} = f(e_r, e_a, e_g)$, veranschaulichen, daß $e_r$ und $e_a$ nur geringeren Einfluß auf den Gitterstrom bei Spannungen unter 8 ÷ 10 Volt haben, während die Gitterspannung eine wesentliche Änderung von $i_{ges}$ verursacht (vgl. Abb. 7).

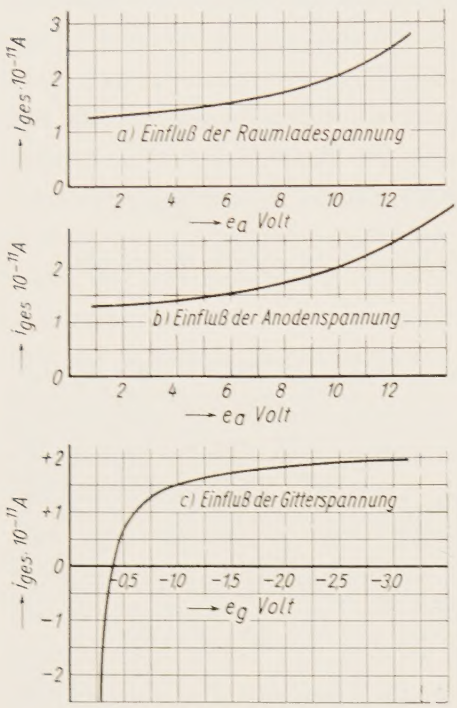


Abb. 7. Einfluß der Hilfspannungen auf die Größe des Gitterstromes.

In dem Bereich von $e_g = 0 \div -1$ Volt kehrt der Gitterstrom seine Richtung um — der Ionenstrom wird zum Elektronenstrom — und nimmt dann beträchtliche Werte an. Um die Gewähr kleiner Gitterströme zu haben, wird der Arbeitspunkt in das Gebiet des Gitterionenstromes gelegt ($e_g > -0{,}5$ Volt).

Im Zusammenhang mit der Gitterstrommessung soll die konstruktive Anbringung der Röhren auf der Grundplatte mit Rücksicht auf kleine Gitterströme untersucht werden. Die Kurven in Abb. 7 geben den Verlauf des gesamten Gitterstromes $i_{ges}$ wieder. Dieser setzt sich aus Kriechstrom und wahrem Gitterstrom zusammen. Der wahre Gitterstrom kann einmal Ionen-, das andere Mal Elektronenstrom sein, die beide in verschiedenen Richtungen fließen. Da aber im Gebiet des Ionenstromes gearbeitet wird und der Kriechstrom — in der gleichen Richtung fließend — den gesamten Gitterstrom $i_{ges}$ vergrößert, wirkt er nachteilig und muß durch Isolationsverbesserung der Gitterzuleitung verringert werden. Zur Bestimmung der beiden Teilströme wird einmal der Kriechstrom $i_K$ zwischen Gitterkathode der kalten Röhre und das andere Mal der gesamte Gitterstrom $i_{ges}$ bei gleicher Gittervorspannung an beiden Röhren gemessen. Es ergaben sich bei $e_g = -1{,}0$ Volt, $e_a = e_r = 5$ Volt folgende Meßwerte:

| | Röhre I $10^{-11}$ A | Röhre II $10^{-11}$ A |
|---|---|---|
| Kriechstrom . . . . . $i_K$ | 1,3 | 1,2 |
| Gesamter Gitterstrom $i_{ges}$ | 1,5 | 12,0 |

Röhre I hat einen erheblich kleineren gesamten Gitterstrom als Röhre II und wird daher als Meßröhre benutzt. Röhre II arbeitet als Vergleichsröhre. Der große Gitterstrom wird durch schlechtes Vakuum der Röhre II verursacht.

Um den großen Kriechstromanteil von $i_{ges}$ der Röhre I, der zum Teil durch die Röhrenfußisolation hervorgerufen wird, herabzudrücken, wird der Gitterstecker dieser Röhre entfernt, die umliegende Isolationsmasse ausgesägt und eine neue Durchführung durch eine eingekittete Bernsteinplatte hergestellt. Der Luftraum innerhalb des Röhrenfußes

wird durch Calziumchlorat getrocknet. Das Ergebnis war eine 6 7fache Erhöhung des Isolationswiderstandes. Der gesamte Gitterstrom ist damit bei $e_g$ −1 Volt auf $i_{ges}$ 0,3 $0{,}4 \cdot 10^{-11}$ Amp. gesunken. Nach der Größe dieses Stromes wird der Hochohmwiderstand $R_g$ im Gitterkreis dimensioniert (vgl. Abb. 4). Setzt man eine lineare Beziehung zwischen Strom und Spannung im Gitterkreis innerhalb eines Spannungsintervalles von 0,5 Volt voraus, so kann der gemessene Gitterstrom bei $e_g$ −1 Volt durch einen Widerstand von $3 \cdot 10^{11}$ Ω zwischen Gitter und Kathode dargestellt werden. Wählt man nach Abb. 4 $R_g$ $10^9$ Ω als Meßwiderstand, so entsteht durch den eben erwähnten Nebenschluß ein Fehler von 0,3 %. Aus Symmetriegründen wird $R_{g\,II}$ in der gleichen Größe ausgeführt.

*c) Die experimentelle Bestimmung von Heizstrom, Raumlade-, Anoden- und Gitterspannung im Betriebspunkt beider Röhren.*

Der Festlegung aller Betriebsdaten beider Röhren liegt die Forderung zugrunde, bei geringem Gesamtstromverbrauch ein Maximum an Empfindlichkeit herauszuholen. Dazu ist zunächst die Heizung der Röhren mit Rücksicht auf günstig wirkenden Netzanschluß so klein wie möglich zu halten (vgl. C III). Ihr Einfluß auf die Form der Anodenkennlinie wird daher festgestellt. Es zeigt sich, daß die Steilheit der Kennlinie in erheblich stärkerem Maße als bei Eingitterröhren mit schwächerer Heizung fällt, da damit nach Abb. 6 die wirksame Anoden- und Raumladespannung im Mittel kleiner wird. Aus diesem Grunde kann bis zu einer gewissen unteren Grenze des Heizstromes die ursprüngliche Steilheit durch entsprechende Erhöhung von $e_a$ und $e_r$ (vgl. Abb. 6) wieder hergestellt werden. Als untere Heizstromgrenze ergab sich für beide Röhren eine zulässige Unterheizung von 10 : 15 %.

Neben geringer Heizung ist große Empfindlichkeit der Meßanordnung anzustreben. Da bei gegebenem Gittermeßwiderstand $R_g$ große Stromempfindlichkeit durch große Spannungsempfindlichkeit gegeben ist, so soll bei bestimmter Verschiebung des Arbeitspunktes der Gittergleichspannung der Meßröhre (vgl. Abb. 4) die Änderung der Amplitude des Anodenwechselstromes ein Maximum werden. Faßt man die Röhre als einen in den Wechselstromkreis eingeschalteten Widerstand auf, so wird eine große Änderung des Widerstandes zwischen Kathode und Anode der Röhre eine große Änderung der Wechselspannung $\Delta \hat{e}_a$ zur Folge haben. Außerdem wird dieser Widerstand, um den Wechselstromgenerator wenig zu belasten, groß zu wählen sein. Überträgt man diese beiden Ausgangsbedingungen auf das Kennlinienfeld der Röhre, so muß die Steilheitsänderung $\Delta s$ der Anodencharakteristik $i_a$ $f(e_a)$ bei kleiner Steilheit im Ausgangspunkt mit gegebener Gittergleichspannungsveränderung und konstanter Raumlade- und Anodengleichspannung einen extremen Wert annehmen.

Die Bestimmung des günstigsten Arbeitspunktes der Meßröhre erfolgt auf experimentell-graphischem Wege. Bei verschiedenen Gitter- und Raumladespannungen sowie bei konstanter Heizung wird jeweils die Abhängigkeit $i_a$ $f(e_a)$ aufgenommen. Aus diesen einzelnen Anodenkennlinien wird die Steilheitsänderung bestimmt. Der Kurvenverlauf

$i_a = f(e_a)$ bei der Raumladespannung $e_r = 3$ Volt, $e_r = 6$ Volt und $e_r = 9$ Volt ist in den Abb. 8a, 8b und 9 dargestellt.

Die daraus graphisch ermittelten Steilheitsänderungen der Anodenkennlinien bei den gleichen Betriebsspannungen sind in Abb. 10 als $\Delta s = f(e_a)$ wiedergegeben. Die Kurven

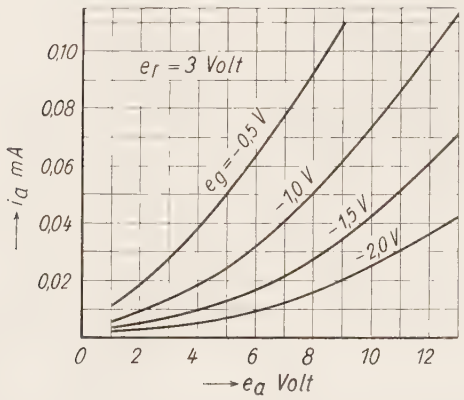


Abb. 8a. Anodenkennlinien der Röhre I bei Raumladespannung.

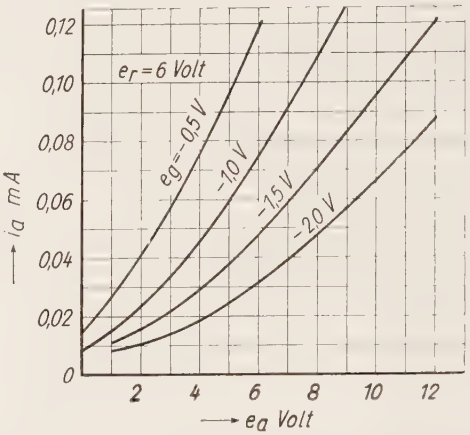


Abb. 8b. Anodenkennlinien der Röhre I bei Raumladespannung.

der Abb. 8 und 9 zeigen mit zunehmender Raumladespannung eine Vergrößerung der Anodenkennliniensteilheit. Abb. 10 ergibt, daß auch die Steilheitsänderung mit der Raumladespannung ansteigt. Berücksichtigt man die der Wahl des Arbeitspunktes zugrunde liegenden Ausgangsbedingungen, so ergeben sich aus diesen Kurven bei Beachtung der Größe der Gitterströme zwei Möglichkeiten günstigster Betriebsverhältnisse der Meßröhre:

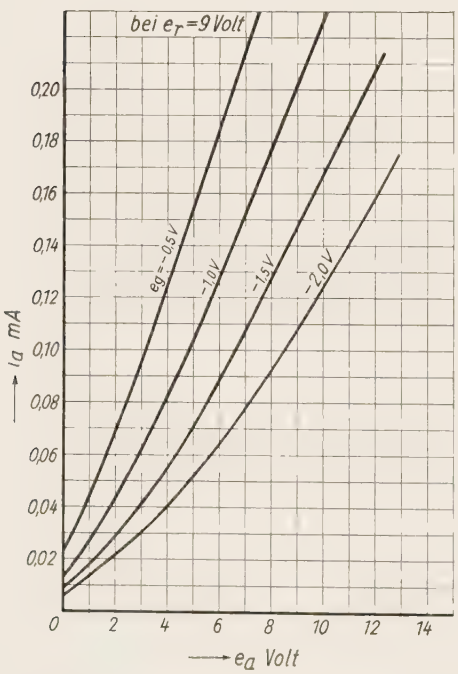


Abb. 9. Anodenkennlinien der Röhre I.

Fall a)

$e_r = 3$ Volt $\quad e_g = -1,0$ Volt $\quad i_h = 68$ mA.

Die mit diesen Werten aufgenommenen Anoden- und Gitterkennlinien $i_a$, $i_{ges} = f(e_g)$ zeigt Abb. 11a. Hieraus ergeben sich, wenn $e_a = 7$ Volt als Arbeitspunkt gewählt wird, folgende Werte:

| | |
|---|---|
| Steilheit . . . . . | $S = 0,010$ mA/Volt |
| Gesamter Gitterstrom $i_{ges}$ | $= 0,6 \cdot 10^{-11}$ Amp. |
| Steilheitsänderung . . | $\Delta S = 5 \cdot 10^{-3}$ mA/Volt$^2$ |

Aus Abb. 10 und 11a.

Aus Symmetriegründen muß die Vergleichsröhre $R_{II}$ die gleiche Kennlinie wie Röhre I aufweisen. Unter den Betriebsbedingungen der Röhre I wird daher

der Verlauf $i_a = f(e_a)$ bei Röhre II aufgenommen, Abb. 11a (gestrichelte Kurve). Da die graphische Darstellung eine erhebliche Abweichung dieser Anodenkennlinie von der der Röhre I zeigt, aber große Annäherung beider Charakteristiken um den Arbeitspunkt herum gefordert wird, wurde diese bei Berücksichtigung der im folgenden angeführten Eigenschaften einer Doppelgitterröhre erreicht: Eine Veränderung von Heiz- und Raumladespannung verursacht eine Verformung und die Wahl der Gittervorspannung eine hinreichend parallele Verschiebung der Anodenkennlinie im Koordinatensystem. Wie weit eine Annäherung durchführbar ist, zeigt die in Abb. 11a mit diesen Mitteln korrigierte Kurve der Röhre II. Ihre Betriebsdaten sind:

$e_r = 3{,}6$ Volt $\quad e_g = -0{,}54$ Volt $\quad i_h = 69{,}7$ mA.

Fall b)

$e_r = 8$ Volt $\quad e_g = -1{,}2$ Volt $\quad i_h = 68$ mA.

Es wird ebenfalls wieder die Anodenkennlinie $i_a = f(e_a)$ und die Gittercharakteristik der Meßröhre aufgenommen, Abb. 11 b. Hieraus ergibt sich für den Arbeitspunkt $e_a = 4$ Volt.

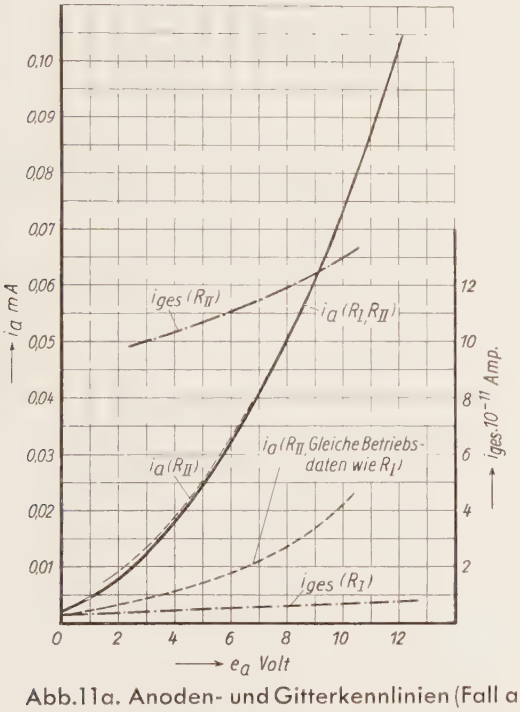


Abb.11a. Anoden- und Gitterkennlinien (Fall a).

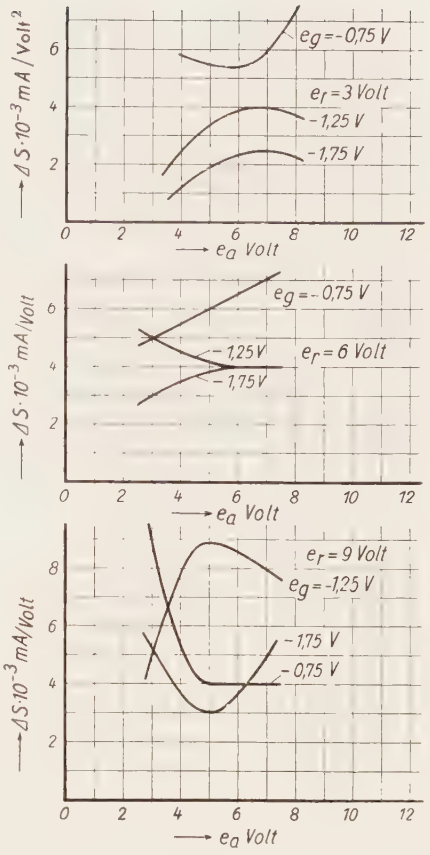


Abb. 10. Steilheitsänderungen der Anodenkennlinien bei verschiedenen Raumlade- und Gittervorspannungen.

| | |
|---|---|
| Steilheit . . . . . | $S = 0{,}015$ mA/Volt |
| Gesamter Gitterstrom $i_{ges}$ | $= 0{,}4 \cdot 10^{-11}$ Amp. |
| Steilheitsänderung . . . $\Delta S$ | $= 5{,}5 \cdot 10^{-3}$ mA/Volt$^2$ |

Aus Abb. 10 und 11b.

Bei etwas größerer Steilheit der Anodencharakteristik hat die Steilheitsänderung im Fall b) gegenüber Fall a) auch zugenommen. In Abb. 11b ist außerdem analog Fall a) die Kennlinie von Röhre II unter gleichen Betriebsbedingungen wie bei Röhre I (gestrichelte Kurve) und die der Röhre I angenäherte Kurve eingezeichnet. Betriebsdaten:

$e_r = 6{,}92$ Volt $\quad e_g = -0{,}49$ Volt $\quad i_h = 69{,}6$ mA.

Damit sind alle Betriebsdaten der beiden Röhren festgelegt, die Einzelausführung des Gleichstromverstärkers ist durchführbar.

## II. DIE TECHNISCHE AUSFÜHRUNG DER GEGENTAKTSCHALTUNG.

Das in Abb. 4 wiedergegebene Schaltbild muß für einen Netzanschluß umgeändert werden. Sämtliche Einzelspannungen werden einer einzigen Speisebatterie entnommen und die verschieden einzustellenden Spannungen an Potentiometern abgegriffen. Da es für spätere Versuche zweckmäßiger ist, die Anodengleichspannung für jede Röhre getrennt einzustellen, wird der Transformator $T_e$ (Abb. 4) durch einen solchen mit zwei Sekundärwicklungen ersetzt. Aber auch wechselspannungsmäßig sind gewisse Einstellungen nötig. Eine vollkommene Kompensation der Wechselspannungen in den beiden Primärwicklungen des Ausgangstransformators ist nur möglich, wenn beide Spannungen gleiche Größe und gleiche Phase haben. Da die beiden Transformatorenhälften sowie die Röhren (vgl. Abb. 11a und b, Größe der Gitterströme) elektrisch nicht vollkommen gleichwertig sind, muß eine Phasen- und Amplitudenregelung vorgesehen werden. Verstellbare Spannungsamplituden für beide Anodenkreise werden über Potentiometer den Sekundärseiten des Gegentakt-Eingangstransformators entnommen. Die Spannungsteiler werden, um Transformator und Frequenzgenerator (C IV) durch ihren Querstrom wenig vorzubelasten, hochohmig ausgeführt. Die richtige Phasenlage soll durch Zuschalten eines variablen Kondensators zwischen Gitter und Kathode der Röhre II (vgl. C II d) erreicht werden, der, um zusätzliche Gitterkriechströme zu vermeiden, hochwertig isoliert ($R_{is} > 10^{13}\ \Omega$) mit Quarzisolation ausgeführt ist. Seine Größe wurde experimentell zu 30 cm bestimmt. (Versuchsausführung des Phasenausgleichs s. Abb. 12.)

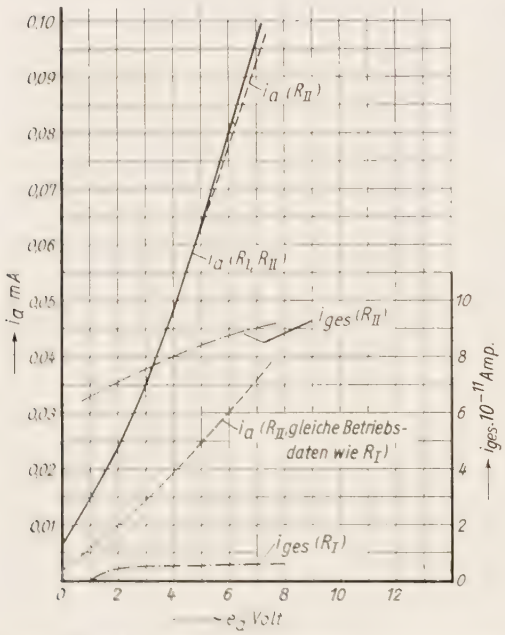

Abb. 11 b. Anoden- und Gitterkennlinien (Fall b).

Unter Zugrundelegung der in Fall a) und b) auftretenden Betriebsverhältnisse wird das Gesamtschaltbild der Abb. 12 gewählt. Hierbei ist beim Aufbau der Schaltung die symmetrische Aufstellung entsprechender Schaltelemente zu berücksichtigen, damit entsprechende Lei-

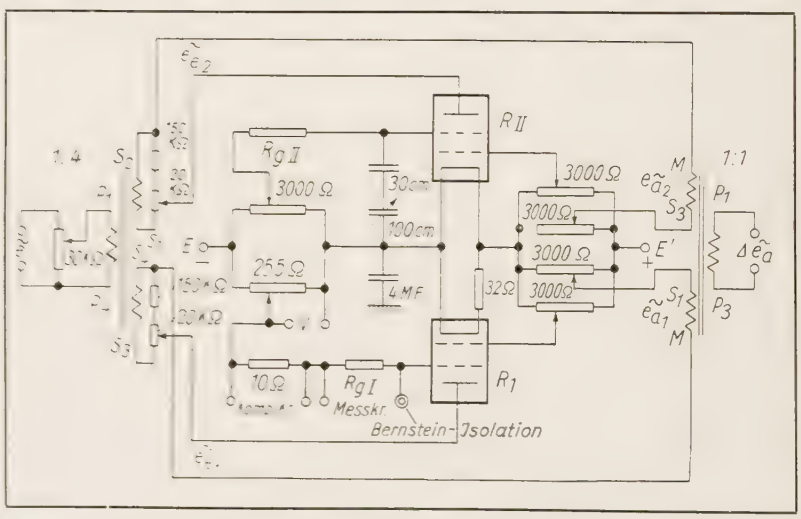

Abb. 12. Ausgeführtes Schaltbild des Gleichstromverstärkers.

tungen gleich lang gemacht werden können. Zur Unterstützung der Symmetrieverhältnisse wurden sämtliche Wechselstrom führenden Leitungen geschirmt und die Kathoden beider Röhren — als Mitte der Schaltung — über einen Kondensator geerdet[6]). Ferner ist beim Aufbau das Hinzutreten neuer Gitterkriechströme berücksichtigt worden. Da Bakelit-Röhrensockel verwendet wurden, die nach durchgeführten Messungen bei 1 5 Volt angelegter Spannung Isolationswiderstände von 1 : $3 \cdot 10^{11}$ Ω von Röhrenbuchse zu Röhrenbuchse aufwiesen, konnte Röhre II ($i_{ges}$ $10^{-10}$ Amp.) Abb. 11a in einen derartigen Sockel gesetzt werden. Bei Röhre I ($i_{ges}$ ~ $0{,}6 \cdot 10^{-11}$ Amp.) dagegen wurde die durch die eingesetzte Bernsteinplatte führende Gitterleitung auf direktem Wege zu der in Bernstein gefaßten Anschlußklemme des Meßkreises (vgl. Abb. 12, Klemme durch zwei Kreise dargestellt), geführt. Ihre Isolation zur anderen Anschlußklemme des Meßkreises beträgt $10^{15}$ Ω.

Der hierdurch hervorgerufene Nebenschluß zum Meßwiderstand $R_{g_1}$ $10^9$ Ω ist für praktische Messungen ohne Einfluß. Aus den Heizströmen beider Röhren ergibt sich die Stromaufnahme des Gleichstromverstärkers $I_a = 68 + 69{,}3 = 137{,}6$ mA.

Legt man die in Abb. 12 angegebene Dimensionierung der Widerstände zugrunde, so ist hierfür eine Klemmenspannung (Speisespannung des Gleichstromverstärkers) von: $E' = 16{,}820$ Volt erforderlich. Hiervon stehen ungefähr 10 Volt für Anoden- und Raumladespannung und 4 Volt für die Einstellung der Gittervorspannung innerhalb der Versuchsreihen zur Verfügung.

## III. DAS NETZANSCHLUSSGERÄT DES GLEICHSTROMVERSTÄRKERS.

*a) Die Aufgabe des Netzanschlußgerätes.*

Der Gleichstromverstärker soll durch ein Gleichstromnetz mit 220 Volt Spannung, bei dem Schwankungen von ± 15 Volt zugelassen sind, gespeist werden. Das Netzanschlußgerät hat daher die Aufgabe zu erfüllen, Oberwellen des Netzes sowie unperiodische Spannungsschwankungen auf ein die Messung nicht mehr störendes Maß herabzudrücken. Während die Oberwellen in normaler Weise durch Siebketten gedämpft werden, soll die Stabilisierung der Speisespannung E′ mit Hilfe einer Glimmlampenbrückenschaltung erreicht werden[7]). Bei dieser Anordnung wird die Glimmlampe als vierter Widerstand in eine Wheatstonesche Brücke geschaltet, in der sich die stabilisierte Spannung im Brückenzweig abgreifen läßt. Wie Versuche im Gesamtaufbau des Gleichstromverstärkers (vgl. D III b) ergeben haben, ist eine Speisespannungsschwankung von $\Delta E'$ 0,1 ‰ = ± 0,0017 Volt bei $E' = 16{,}820$ Volt noch zulässig. Diese kleine Toleranz in der Spannungsschwankung erfordert die Untersuchung der Brückenglimmlampe, mit der die besondere Entwicklung einer mit der Glimmlampenbrücke kombinierten Schaltung verbunden ist.

*b) Die Untersuchung der Brückenglimmlampe.*

Die Güte der Stabilisierung, die theoretisch ideal ist, hängt praktisch von der Abweichung der Glimmlampencharakteristik von einem nicht geradlinigen Verlauf und von Hysteresiserscheinungen der Glimmentladungen ab[7]). Beide Einflüsse werden um so

größer, je weiter die Aussteuerung der Glimmlampe ist. Da die Schwankung der Brückenspeisespannung vorgegeben ist, muß durch Versuche an vorhandenen Glimmstrecken festgestellt werden, innerhalb welcher Teilbereiche der Charakteristik einer Glimmlampe die Abweichungen von der Betriebsspannung durch die angeführten Ursachen in den zulässigen Grenzen liegen. Als Glimmlampen wurden »die Glimmteiler« der Stabilovolt G.m.b.H. benutzt. Um die Glimmteiler in dieser Richtung hin zu prüfen, schaltet man sie in eine abgeglichene Brücke, deren Speisespannung so verändert wird, daß die Glimmlampe in jedem in Frage kommenden Teilgebiet der zu benutzenden Charakteristik ausgesteuert werden kann und mißt jedesmal mittels Kompensationsapparat die Größe der auftretenden Schwankung. Auf diese Weise wurde der Teilbereich von 50 ÷ 60 mA einer in Abb. 13 wiedergegebenen Charakteristik für die verlangten Zwecke als vorteilhaft gefunden. Aus dem Kurvenverlauf der Abb. 13 ergibt sich für die Teilstrecke ein innerer Widerstand von $R_i = 52\ \Omega$.

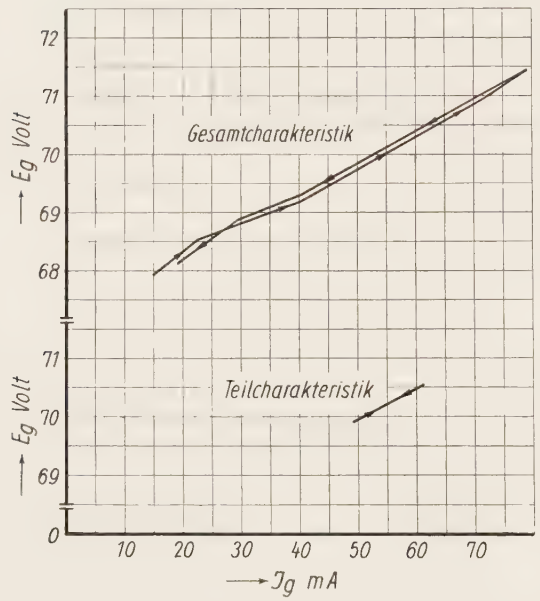

Abb. 13. Charakteristik der Brückenglimmlampe im Netzanschlußgerät.

c) *Die Vorstabilisierung der Brücke.*

Größe der Belastung $I_a$, vgl. Abb. 12, sowie Netzschwankung $\pm \Delta U$ bestimmen die Glimmlampenaussteuerung $\pm \Delta I_g$[7]). Setzt man den ermittelten Teilbereich der untersuchten Glimmlampe zur Aussteuerung voraus, so ist mit einer einfachen Brücke bei der gegebenen Belastung die vorgegebene Netzschwankung, wie die folgende Rechnung zeigt, nicht zulässig.

$$\pm \Delta U = \pm \Delta I_g \frac{U - E_g}{I_g + I_a}.$$

Durch Einsetzen der Werte nach Abb. 13 ergibt sich:

$$\pm \Delta U = \pm 5 \cdot \frac{220 - 70{,}2}{55 + 137{,}6}\ \text{Volt}$$

$$\pm \Delta U = \pm 3{,}9\ \text{Volt}.$$

Daher wird eine Vorstabilisierung der Brücke nötig, die sich durch Vorschalten einer Stabilisatorschaltung, bestehend aus Vorwiderstand und Glimmlampe[7]) oder durch Vorsetzen eines Eisenwasserstoffwiderstandes vor die Brücke oder mit Hilfe einer Kombination aus beiden erreichen läßt. Rechnung und Versuche haben ergeben, daß die Anordnung Eisenwiderstand-Brücke am geeignetsten ist. Es wurde ein Eisenwasserstoffwiderstand der Osram-Gesellschaft verwendet, dessen Charakteristik bei stationären Wärmeverhält-

nissen in Abb. 14 wiedergegeben ist. Innerhalb des Bereiches von 30 ÷ 60 Volt schwankt der Nennstrom von 300 mA um ± 4,0 mA. Da der Eisenwiderstand nicht plötzlich wirkt, sondern Wärmeträgheit besitzt, ist der Strom beim Einschalten größer als nach einer gewissen Brenndauer. Die gestrichelte Kurve (Abb. 14) gibt daher die Einschaltströme bei verschiedenen Spannungen wieder, die 8 ÷ 10% größer als die stationären Ströme bei gleicher Spannung sind. Sie beeinflussen daher die Größe des Glimmlampenstromes beim Einschalten stark, nach 1 ÷ 2 Minuten Brenndauer ist aber der stationäre Stromzustand infolge Erwärmung des Widerstandes erreicht. Zum Schutze der Glimmlampe, deren Zünden zwar bei großer Belastung durch den Eisenwiderstand begünstigt wird, ist ein besonderes Anlassen der Gesamtschaltung vorgesehen[9]). Nach Abb. 14 entspricht die Neigung der Charakteristik des Eisenwiderstandes im Arbeitsbereich einem Widerstand von

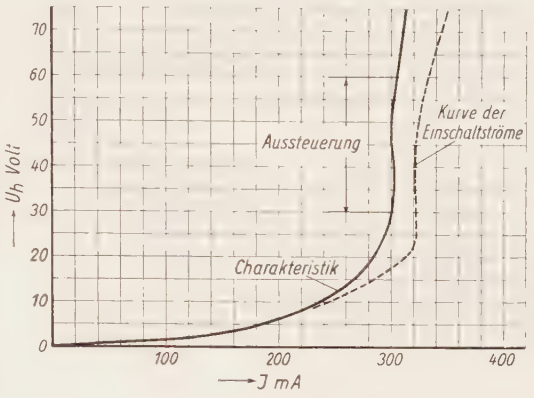


Abb. 14. Charakteristik des Osram Fe-H-Widerstandes.

$$R_h = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{60-30}{0{,}304-0{,}296} = 3750\ \Omega.$$

*d) Der Aufbau der Schaltung.*

Die Charakteristiken von Glimmlampe und Eisenwiderstand liegen fest, damit kann das Gesamtschaltbild des Netzanschlußgerätes (Abb. 15) entworfen werden. Die vier Brückenwiderstände sind $R_l$, R, r und $R_i$ der Glimmlampe. Im Brückenzweig liegt eine Siebkette, um die durch die Brücke an und für sich abgedrosselten Oberwellen[7]) weiter herabzudrücken. Vor die Brücke sind Stromregulator und ein aus zwei Potentiometern bestehender Ohmscher Widerstand $R_v$ $R_v' - R_v''$ geschaltet. Es hat sich gezeigt, daß nach einer gewissen Anzahl von Betriebsstunden die Brückenabgleichung sich ändert, da der innere Widerstand der Glimmlampe einen etwas anderen Wert annimmt[8]). Daher hat $R_v$ die Aufgabe, bei jeder in den zulässigen Schwankungsbereich auftretenden Netzspannung die Glimmlampe in dem vorgesehenen Bereich von Hand aus willkürlich auszusteuern, um die Brücke jederzeit neu abzugleichen. $R_v$ wird durch Rechnung bestimmt. Eine Unterteilung in einen großen und kleinen Teilwiderstand $R_v'$ und $R_v''$ gestattet ein schnelles Abgleichen der neu aufgebauten Brücke. Der Anlaßvorgang konnte hier trotz großen Laststromes[9]) auf das einfache Einschalten und Kurzschließen eines Widerstandes R in den Glimmlampenkreis vereinfacht werden, da der große Einschaltstrom des Eisenwiderstandes den Zündvorgang der Glimmlampe begünstigt.

Der Einbau der Widerstände $R_f$ und $R_r$ gestattet eine Grob- und Feinregulierung der stabilisierten Spannung.

e) *Dimensionierung der Schaltung in Abb. 15.*

Gegeben ist:

$$U = 220 \text{ Volt} \pm 15 \text{ Volt}$$

$E_h = 45$ Volt $\quad E_g = 70{,}2$ Volt

$I_g = 55 \text{ mA} \pm 5 \text{ mA} \quad R_i = 52\ \Omega$

$R_D = 129{,}5\ \Omega \quad I_n = 300$ mA.

$R_V$ wird durch den Versuch bestimmt, seine Größe ferner noch durch die Rechnung belegt. Es ergibt sich: $E_V = 21$ Volt.

Verlangt ist:

$E' = 17{,}000$ Volt $\quad I_a = 137{,}6$ mA.

$E'$ wird wegen einer Reguliermöglichkeit durch $R_f$ bei gewissen Versuchsreihen etwas größer gewählt (D III b).

Nach Abb. 15 ergibt sich:

$$I = I_n - (I_a + I_g) = 300 - (137{,}6 + 55)$$

$$I = 107{,}4 \text{ mA}.$$

$$E_b = U - (E_h + E_V) = 220 - (45 + 21)$$

$$E_b = 154 \text{ Volt}.$$

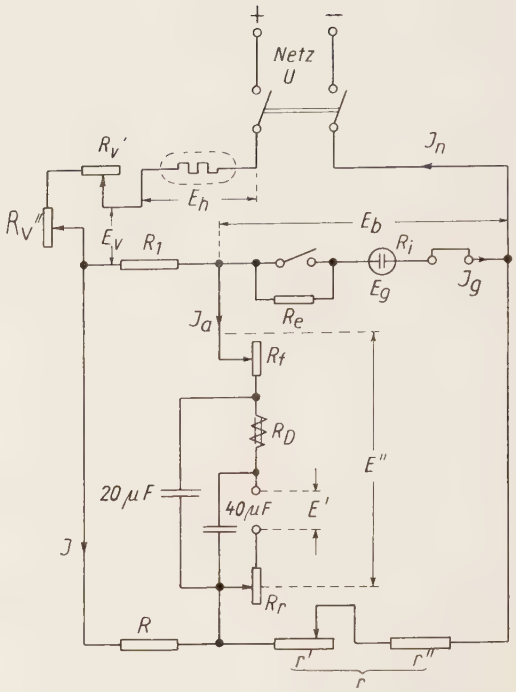


Abb. 15. Schaltung des Netzanschlußgerätes.

Bestimmung der Widerstände der Brücke.

$$R_l = \frac{E_b - E_g}{I_a - I_g} = \frac{154 - 70{,}2}{0{,}1376 + 0{,}0255}$$

$$R_l = 436\ \Omega.$$

Aus $IR = (I + I_a)\, r = E_b$

und der Brückenbeziehung

$$\frac{R_i}{R_l} = \frac{r}{R} \text{ ergibt sich r und R}$$

$$r = 134{,}5\ \Omega$$

$$R = 1128\ \Omega.$$

Diese Widerstände sind durch Parallel- und Hintereinanderschalten von Allei widerständen ausgeführt worden, so daß sie nur mäßig warm wurden.

Die Brückenspannung ist:

$$E'' = E_g - r(I + I_a) \quad 70{,}2 - 134{,}5\ 0{,}245$$

$$E'' = 37{,}3 \text{ Volt}.$$

Wird zur Feinregulierung von $E'$

$R_r = 3\ \Omega$ gewählt (ausgeführt: $R_r = 6\ \Omega$),

so ergibt sich bei Berücksichtigung des Drosselwiderstandes $R_D$:

$R_f = 17{,}2\ \Omega$ (ausgeführt: $R_f = 20\ \Omega$).

Bestimmung der zulässigen Netzschwankung.

Bei Berücksichtigung der zulässigen Aussteuerung der Glimmlampe darf die Spannung an der Brücke um den Betrag $\Delta E_b$ schwanken.

$$\Delta E_b = \pm \Delta I_g \frac{E_b - E_g}{I_a + I_g} = \pm 5 \; \frac{154 - 70{,}2}{137{,}6 + 55} \text{ (vgl. Abb. 13).}$$

$$\Delta E_b = \pm 2{,}17 \text{ Volt,}$$

$$= \pm 1{,}4\,\% \text{ auf } E_b \text{ bezogen.}$$

Die daraus sich ergebende Stromschwankung ist:

$$I_n = \pm 300 \cdot 0{,}014$$

$$I_n = \pm 4{,}2 \text{ mA.}$$

Da der Strom $I_n$ durch den Eisenwiderstand geht, läßt die eben bestimmte Stromschwankung $\Delta I_n$ eine Spannungsaussteuerung an diesem von $45 \pm 16$ Volt, vgl. Abb. 14, zu. Die durch die Netzspannung von $220 \pm 15$ Volt verursachte Spannungsänderung am Eisenwiderstand ist kleiner als der zulässig angegebene Bereich. Die Glimmlampe wird daher auch nur in einem engeren Gebiet, als vorgesehen ist, ausgesteuert. Dieses Ergebnis dürfte nur zu einer günstigeren Stabilisierung der Speisespannung $E'$ führen.

Berechnung von $R_v$.

Die Forderung, die Glimmstrecke soll bei jeder Netzspannung über den Aussteuerungsbereich regelbar sein, bestimmt die Größe von $R_v$ (vgl. C III d), damit muß $\frac{R_v}{4}$ den Strom $I_n$ um $\Delta I_n$ ändern können.

Wenn $R_b = \frac{E_b}{I_n} = 513\,\Omega$ den resultierenden Brückenwiderstand darstellt, ist:

$$R_{ges} = R_a + R_b = 3750 + 513$$

$$R_{ges} = \sim 4200\,\Omega.$$

Hiernach wird:

$$\frac{R_v}{4} = R_{ges} = 0{,}014 \cdot 4200$$

$$R_v = 235{,}1\,\Omega.$$

Um den Spannungsabfall vor der Brücke nicht allzu groß zu machen, wurde ausgeführt:

$$R_v \quad R_{v'} = R_{v''} = 120 \cdot 30\,\Omega.$$

Es zeigte sich durch den Versuch, daß diese Größe auch schon ausreichend ist, da der Eisenwiderstand nicht trägheitslos arbeitet und damit für die Zeit von ungefähr 1 Minute wie ein kleinerer Widerstand wirkt.

Dimensionierung der Siebkette.

Die Drossel wurde in den Brückenzweig gelegt, um die Vormagnetisierung durch Gleichstrom herabzusetzen. Ihre Selbstinduktion ist

$$L = 7 \text{ Hy bei } 150 \text{ mA Gleichstrombelastung.}$$

Um den Einfluß von Oberwellen des Netzes klein zu halten, wird als Grenzfrequenz gewählt:

$$v = 30 \text{ Hz.}$$

Nach Abb. 16 ist:

$$\omega_0 = \frac{2}{\sqrt{LC}} \qquad 2\pi\nu_0.$$

Daraus ergibt sich:

$$C = 16\ \text{MF}.$$

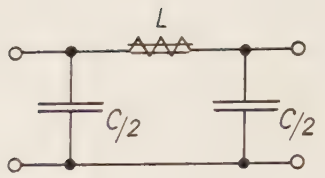


Abb. 16. Siebkette.

Ausgeführt wurde: C = 20 (40) MF.

Der Vorwiderstand $R_e$ wird zur Begrenzung des Glimmlampenstromes beim Einschalten durch den Versuch zu $R_e = 100\ \Omega$ gewählt.

$R_e$ wird nach einer Einschaltdauer von 30 – 40 Sekunden kurzgeschlossen.

*f) Die Abgleichung des Netzanschlußgerätes.*

Die Einzelteile des gesamten Netzanschlusses sind bestimmt. Nach erfolgtem Aufbau und nach Abgleich der Widerstände in der Brücke wird der Verlauf der Brückenstabilisierung sowie die Aussteuerung von Eisenwiderstand und Glimmlampe bei der sich ändernden Netzspannung aufgenommen. Durch Anwendung der Glimmlampe ist es nötig, das mit dem Gleichstromverstärker belastete Netzanschlußgerät ungefähr eine Stunde vor der Messung einzuschalten. Um die Hysteresiserscheinung der Glimmlampe zu berücksichtigen, wird die Netzspannung in beiden Richtungen geändert. Die Kurven $I_g$, $I_n$, $E_h$, $E' = f(U \pm \Delta U)$ gibt Abb. 17 wieder. Die Schwankung der stabilisierten Spannung beträgt:

$$\Delta E' = \pm 0{,}0005\ \text{Volt}$$

$$\Delta E' = \pm 0{,}03\ ‰ \text{ bezogen auf } E'.$$

Ein Dauerversuch über 10 Stunden ließ erkennen, daß E' sich ebenfalls nur um $\sim \pm 0{,}03\ ‰$ verschiebt.

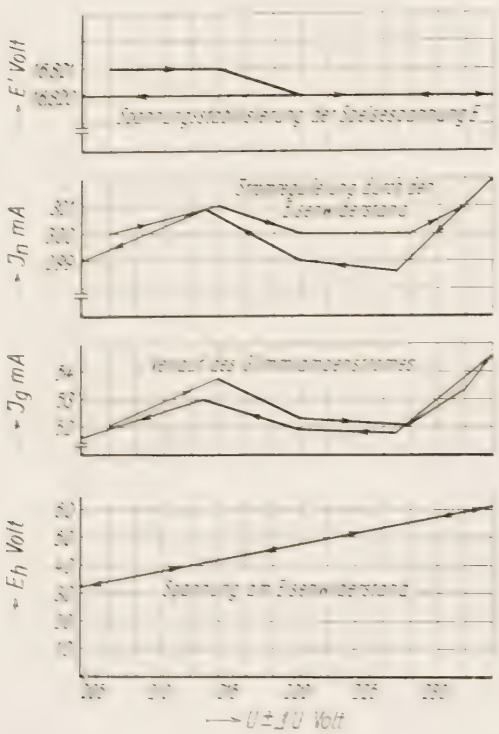


Abb. 17. Arbeitsweise des Netzanschlußgerätes bei schwankendem Netz.

Schaltet man das Gerät bei verschiedenen innerhalb des zulässigen Bereiches liegenden Netzspannungen ein, so zündet die Glimmlampe stets, wobei der Strom $I_g$ beim Einschalten nicht größer als 60 mA wird. Das Kurzschließen von $R_e$ nach 30 Sekunden verursacht im ungünstigsten Falle noch einen Glimmstrom von 63 mA. Eine Glimmlampenüberlastung beim Einschalten ist damit weitestgehend vermieden.

## IV. DER TONGENERATOR.

*a) Aufgabe und Arbeitsweise des Tongenerators.*

Wie bei der Erklärung des Gleichstromverstärkers (B) erläutert wurde, ist eine in Frequenz und Amplitude konstante Wechselspannung nötig, die in den Anodenkreis beider Röhren

induziert wird. Mit Rücksicht auf leichten Aufbau des Wechselstromgenerators und Anwendung von Netzanschluß werden Tonfrequenzen eines Glimmlampen-Kippgenerators hierzu benutzt.

Unsere Kippfrequenzen entstehen dadurch, daß ein Kondensator über einen Widerstand aufgeladen und über eine Glimmstrecke, wenn deren Zündspannung erreicht ist, entladen wird (Abb. 18). Da der Glimmlampenwiderstand $R_i$ klein ist, ergibt sich ein relativ großer Entladestrom. Ist die Spannung am Kondensator bis auf die Löschspannung der Glimmlampe gesunken, so setzt die Entladung aus, die Spannung an der Kapazität steigt, der Vorgang wiederholt sich periodisch. Dieser Spannungsverlauf kann hinreichend genau aus Lade- und Entladekurve eines Kondensators (Abb. 19 a) zusammengesetzt werden. Den daraus sich als möglich ergebenden Stromverlauf gibt Abb. 19 b, Kurve I, wieder. Durch Einschalten eines Transformators in den Glimmlampenkreis dürfte dieser nach der in Kurve II, Abb. 19 b, dargestellten Form geglättet werden, so daß ein Spannungsverlauf nach Abb. 19 c auf der Sekundärseite des Transformators zu erwarten wäre. Der hier erklärte Vorgang ergibt Schwingungserscheinungen zweiter Art, da im Glimmlampenkreis der Strom in gewisser Zeit einer Periode Null ist.

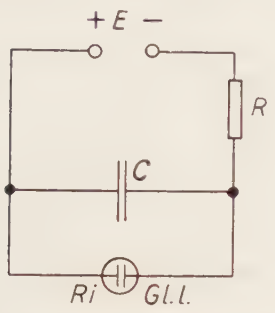

Abb. 18. Kippgenerator.

Die erzeugte Frequenz $v$ hängt von der Größe der Schaltelemente ab und ist durch die Righische Formel gegeben zu (vgl. Abb. 18 und 19):

$$T = \frac{1}{v} = t_2 + t_1 = RC \ln \frac{E - E_L}{E - E_z} + R_i C \frac{E_z}{E_L}\ ^{9}).$$

Hierbei sind $E_L$ und $E_z$ Lösch- und Zündspannung der Glimmlampe und $R_i$ ist ihr innerer Widerstand. Jedoch ist $E_z$, wie H. Geffken[11]) nachweist, nicht konstant, sondern nimmt mit zunehmender Frequenz infolge des Vorhandenseins von Restionen ab. Da das zweite Glied gegen das erste normalerweise vernachlässigt werden kann, ist bei gegebener Glimmlampe die Frequenz durch das Produkt RC bestimmt.

Es ist: $v = \text{const.}$, wenn $RC = \text{const.}$ ist.

Die Wahl von R oder C ist aber bei bestimmter Frequenz mit Rücksicht auf die Empfindlichkeit des Gleichstromverstärkers nicht willkürlich. Da große Wechselspannungen in den Anodenkreis beider Röhren zu induzieren sind — weil der Gleichstromverstärker nicht energielos gesteuert wird — ist der Tongenerator auf große Leistung hin zu dimensionieren. Diese wird bei vorgegebener Glimmlampe um so größer, je größer C und je kleiner R bei gleicher

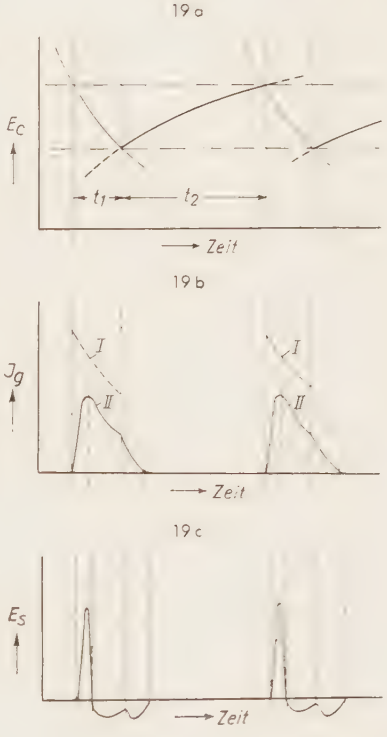

Abb. 19.
Zeitkurven des Tongenerators.
a) Spannungsverlauf am Kondensator
b) Strom durch die Glimmlampe
c) Sekundäre Transformatorenspannung.

Frequenz ist. Jedoch reißen bei einem bestimmten oberen Wert von C die Schwingungen ab[11]). Diese Grenze, Reißpunkt genannt, ist bei den einzelnen Kippstrecken verschieden und am einfachsten durch Versuch festzulegen. Als Kippstrecke wurde, um die erforderliche Betriebskonstanz zu erhalten, eine Glimmstrecke des Stabilisators benutzt. ($E_z$ ~ 85 Volt, $E_L$ ~ 75 Volt.) Erfahrungsgemäß ist dann hierzu eine Betriebsspannung E von mindestens 120 ÷ 140 Volt (Abb. 18) nötig.

*b) Der Einfluß der Speisespannung und seine Verminderung auf die Kippfrequenz.*

Aus der Righischen Formel (C IV a) geht hervor, daß die Speisespannung E die Größe der Frequenz beeinflußt. Wenn bei einer vorgegebenen Netzspannungsschwankung

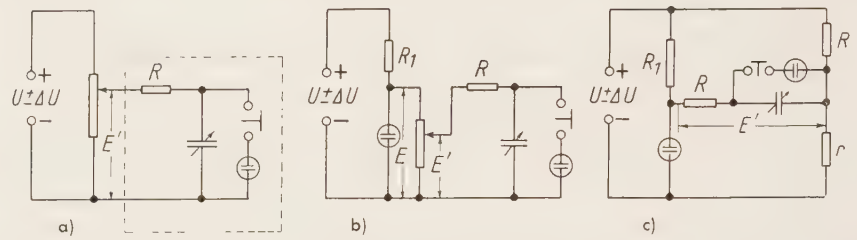


Abb. 20. Kippgenerator.
a) mit direktem Netzanschluß
b) mit Stabilisator-Schaltung
c) Brückenschaltung.

$\Delta U$ ± 15% eine Frequenzschwankung von 1 : 2‰ zugelassen wird (vgl. D III c), so soll auf experimentellem Wege festgestellt werden, welche Schaltungsart der Speisespannungsstabilisierung — Glimmteiler vorausgesetzt — anzuwenden ist, um die erforderliche Frequenzkonstanz zu erhalten.

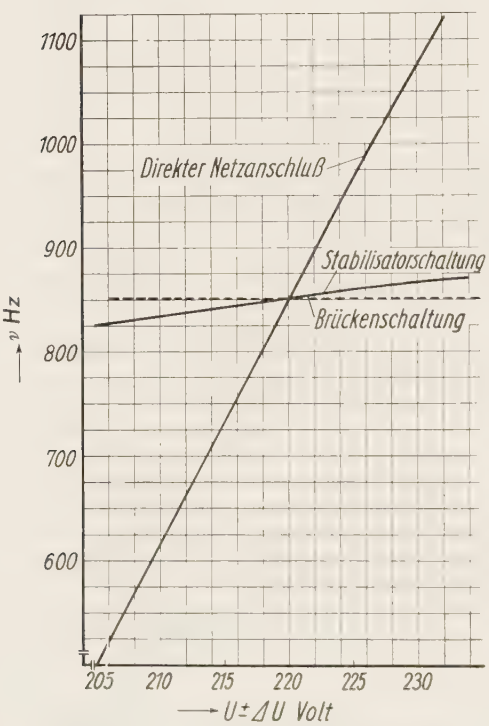


Abb. 21. Frequenzabhängigkeit des Tongenerators bei den verschied. Schaltungen.

Die Kippschaltung wird also nach Abb. 20 a) mit direktem Netzanschluß, b) mit der Stabilisatorschaltung[7]) und c) mit der Glimmlampenbrückenschaltung versehen und die Abhängigkeit $\nu = f(U \pm \Delta U)$ aufgenommen. Die Versuchsergebnisse gibt Abb. 21 wieder. Bei den einzelnen Schaltungen sind noch folgende Frequenzschwankungen bei $\nu = 851$ Hz mittlerer Frequenz vorhanden:

| Schaltung . . . . . | $\Delta\nu$ bei $\Delta U = \pm 15$ Volt | |
|---|---|---|
| | Hz | % |
| Direkter Netzanschluß | ± 350 | ± 41,2 |
| Stabilisatorschaltung . | ± 25 | ± 3,0 |
| Brückenschaltung . . . . | ± 1,3 | ± 0,15 |

Diese Gegenüberstellung ergibt, daß die Brückenschaltung zur Speisespannungsstabilisierung herangezogen werden muß. Hierbei benutzte man als Glimmlampe zwei hintereinander geschaltete Glimm-

strecken eines Glimmteilers, die in dem Teilbereich von 28,5 ± 6,5 mA der in Abb. 22 wiedergegebenen Gesamtcharakteristik ausgesteuert wurden. Der innere Widerstand der Glimmlampe ist hieraus: $R_i = 146\ \Omega$.

c) *Der Aufbau des Tongenerators und seine Abgleichung.*

Der Tongenerator, wie er bei den Versuchen in Verbindung mit dem Gleichstromverstärker verwendet wird, ist in seinem Einzelaufbau durch das Schaltschema in Abb. 23 dargestellt. Da sich nach längeren Betriebszeiten gewöhnlich eine kleine Frequenzänderung (nach 100 Betriebsstunden um etwa 0,3 %) ergeben hat, trotzdem aber eine Eichung des Tongenerators über einen gewissen Frequenzbereich erfolgen soll, wird dieser »Gang« der Kippstrecke hinreichend durch eine Veränderung der im Brückenzweig abgegriffenen Speisespannung ausgeglichen. Die Dimensionierung der

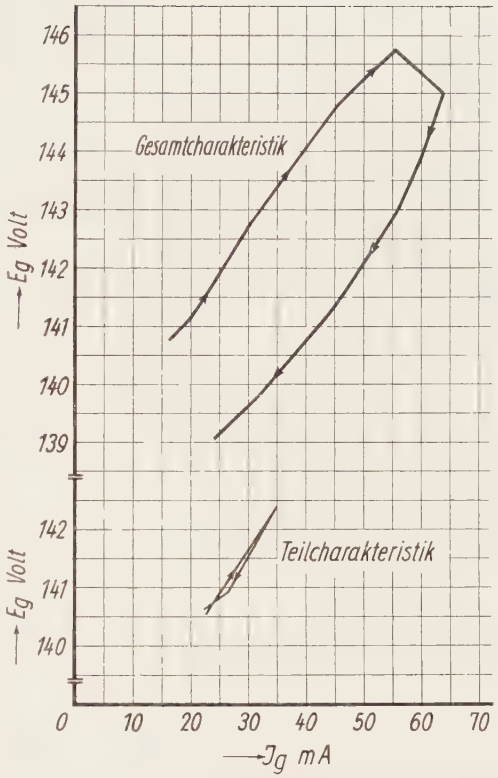


Abb. 22. Charakteristik der Brücken-Glimmlampe des Tongenerators.

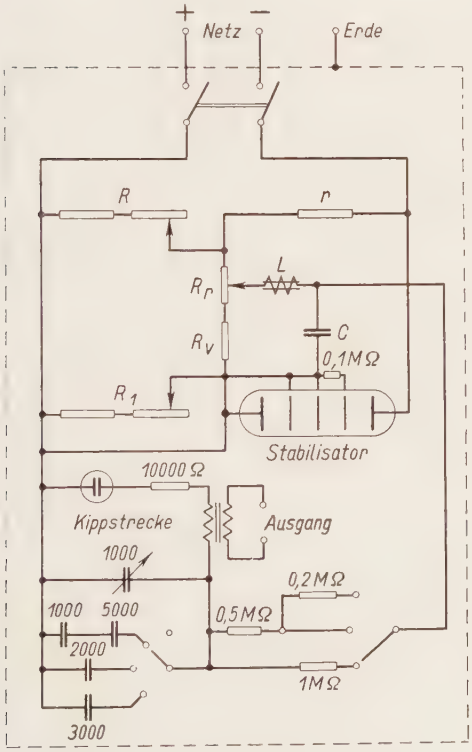


Abb. 23. Ausgeführtes Schaltbild des Tongenerators.

Brücke erfolgt analog der des Netzanschlußgerätes. Sie ergibt eine Brückenspannung von E = 127,9 Volt und eine infolge Netzschwankungen innerhalb des als zulässig angegebenen Teilbereiches hervorgerufene Aussteuerung von $I_{g_0} = 28{,}5 \pm 6{,}0$ mA. Die Dimensionierung der Kippschaltung erfolgt nach den in C IV a gegebenen Richtlinien. Die einzelnen Größen sind versuchsmäßig festgelegt worden. Um einen späteren Frequenzeinfluß des Gesamtaufbaus feststellen zu können (vgl. D I f), wird die Frequenz durch einen Drehkondensator kontinuierlich und durch Einschaltung verschiedener Ladewiderstände stufenweise geändert. Der Widerstand im Glimmkreis (Abb. 23, 10 000 Ω) dient zur Glimmstrombegrenzung. Der Kippgenerator wurde elektrisch geschirmt aufgebaut.

Nach dem Abgleichen der Brücke durch Verändern von R (vgl. Abb. 23) erfolgte die Eichung des Tongenerators, $v = f(C)$, unter Benutzung geeichter

Stimmgabeln. Abb. 24 zeigt die Eichkurven bei verschiedenen Kondensatorstufen, die mit einem Ladewiderstand von 0,7 MΩ aufgenommen wurden. Kippschwingungen bis 2300 $H_z$ konnten hergestellt werden.

Nach der Entwicklung der einzelnen Geräte wird im folgenden die Untersuchung des Gesamtaufbaus durchgeführt.

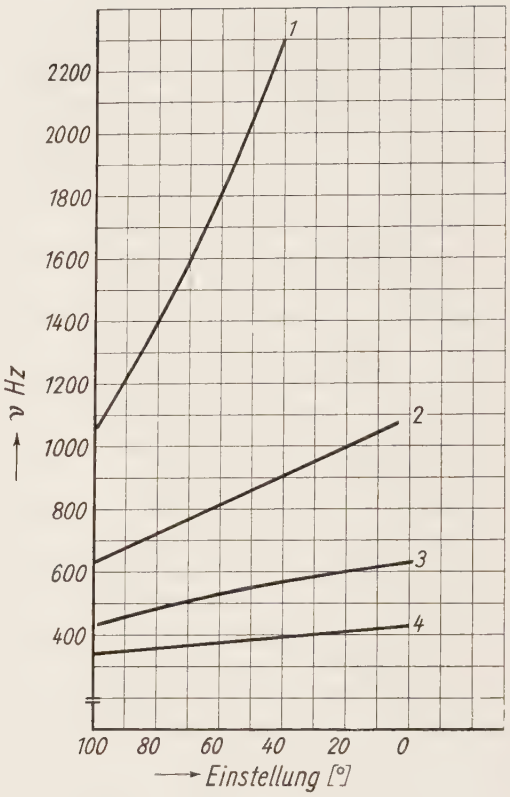

Abb. 24. Eichkurve des Kippgenerators.

# D. Die experimentelle Untersuchung des Aufbaus.

## I. ARBEITSWEISE DES GLEICHSTROMVERSTÄRKERS SOWIE FESTLEGUNG SEINER GÜNSTIGSTEN BETRIEBSVERHÄLTNISSE.

*a) Prinzipielles über Messung und Aufbau der Gesamtanordnung.*

Tongenerator, Gleichstromverstärker und Netzanschlußgerät werden nach Abb. 25 zusammengeschaltet, um die bei der Entwicklung der einzelnen Geräte zugrunde liegenden Überlegungen zu bestätigen. Hierzu ist aber noch ein geeignetes Meßgerät zur Messung der Ausgangswechselspannungen nötig. Da es sich um die Amplitudenmessung kleiner Wechselspannungsquellen handelt, die nur wenig belastet werden dürfen, wird ein Röhrenvoltmeter verwendet. Benutzt wurde ein solches mit Anodengleichrichtung, das zur Steigerung der Empfindlichkeit mit Anodenstromkompensation arbeitet. Um den Einfluß der Netzschwankungen im Gesamtaufbau zu untersuchen, werden die Spannungen für Netzanschlußgerät und Tongenerator über Spannungsteiler entnommen. Die Verschiebung des Arbeitspunktes am Gitter der Meßröhre, die sonst der Meßstrom verursachen würde, wird bei folgenden Versuchen durch Gitterspannungsveränderung am Gitterpotentiometer der Röhre I veranlaßt (vgl. Abb. 25, $e_g^{=}$). Bei einer bestimmten Gitterspannungseinstellung $e_{g_0}$ läßt sich dann die Ausgangsspannung $\Delta \tilde{e}_a$ auf ein Minimum einregu-

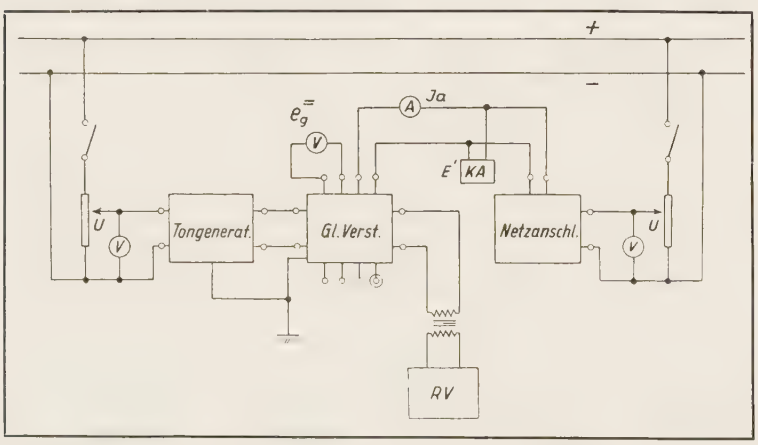

Abb. 25. Versuchsschaltbild zur Aufnahme der V-Kurven.

lieren, während sie bei ihrer Änderung nach beiden Richtungen hin zunimmt. Diese Abhängigkeit $\Delta e_a = f(\tilde{e}_g)$ wird nach ihrem Verlauf als »V-Kurve« bezeichnet. Ihre Steilheit ist ein Maß für die Spannungsempfindlichkeit des Gleichstromverstärkers, die Größe der Spannung im »V-Kurven-Minimum« — auch als »Rest- oder Störspannung« bezeichnet — wird die Güte der Kompensation der Wechselamplituden im Ausgangstransformator angeben. Nach diesen Gesichtspunkten soll bei gegebenem Aufbau der Einfluß des Netzanschlusses, die Größe der Eingangsspannung, ihre Polung, sowie die Wahl der Arbeitspunkte und der Einfluß der Frequenz untersucht werden. Mit Rücksicht auf die Verwendung von Glimmlampen wurden die Versuchsgeräte immer eine Stunde vor Beginn der Messung eingeschaltet.

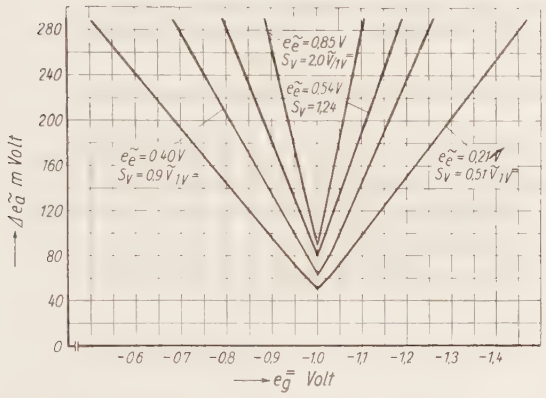


Abb. 26a. V-Kurven bei verschieden großen Eingangswechselspannungen.

*b) Der Einfluß von Netzanschluß und Größe der Eingangsspannung.*

Da der Gleichstromverstärker über das Anschlußgerät direkt mit dem Netz verbunden ist, könnte ein störender Netzeinfluß oder eine Rückwirkung des Tongenerators über das Netz angenommen werden. Doch ergibt die Aufnahme einer V-Kurve einmal mit Netzanschluß, das andere Mal mit Batteriebetrieb des Gleichstromverstärkers keinerlei Unterschiede voneinander.

Abb. 26a zeigt den Einfluß der Größe der in den Anodenkreis induzierten Spannungen auf den Verlauf der V-Kurve (die in Abb. 26a angegebenen Spannungen sind Amplitudenwerte der großen Halbwelle von $\tilde{e}_e$).

Die folgenden Versuche wurden daher mit der größten noch einstellbaren Eingangsspannung durchgeführt.

*c) Die Eingangspolung der Kippfrequenzspannung.*

Da die Halbwellen der in den Anodenkreis induzierten Spannungen $\tilde{e}_e$ nicht gleich groß sind (große Halbwelle 0,85 Volt max., kleine Halbwelle 0,25 Volt, vgl. Abb. 19c) und außerdem im gekrümmten Teil der Anodenkennlinie gearbeitet wird (Abb. 11a b), ist ein Einfluß der Polung vorhanden. Wie die aufgenommenen V-Kurven bei verschiedenem Anschluß der Eingangswechselspannung unter sonst gleichen Verhältnissen in Abb. 26b zeigen, ist es zweckmäßig, die große Halbwelle der Kippspannung nach kleineren Anodenspannungen hin arbeiten zu lassen. Eine steilere V-Kurve (ausgezogene Kurve) und geringere Störspannung ist das Ergebnis einer günstigen Überlagerung

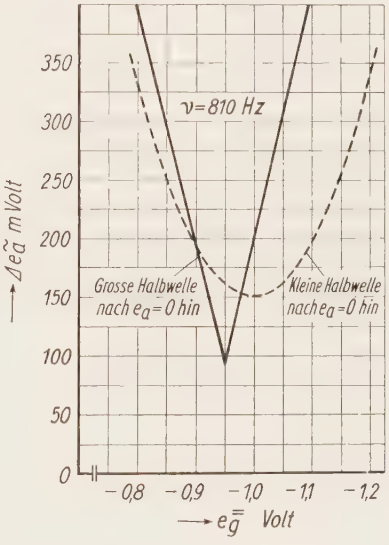


Abb. 26b. Einfluß der Polung.

der beiden ungleich großen Halbwellen mit der gekrümmten Kennlinie. Beide Röhren arbeiten in gewisser Hinsicht entzerrend, was sich durch Messung der beiden Spannungshalbwellen im Eingangs- und Ausgangstransformator belegen läßt. Während das Verhältnis der Amplituden der beiden Halbwellen auf der Sekundärseite von $T_e$ (Abb. 12) noch 1 : 3,4 beträgt, wird es durch die Charakteristik der Röhren — auf der Primärseite von $T_a$ gemessen — auf 1 : 1,4 herabgesetzt.

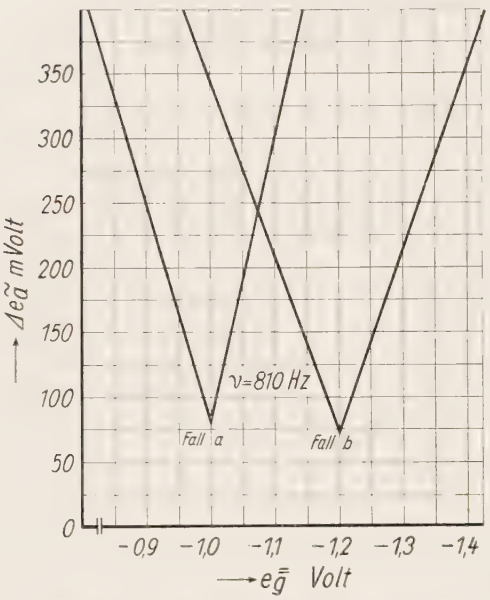


Abb. 26c. V-Kurven bei verschiedenen Röhren-Betriebspunkten.

Die günstigere von beiden Anschaltmöglichkeiten des Kippgenerators wird daher für alle weiteren Versuche gewählt.

*d) Der Einfluß der Röhrenarbeitspunkte.*

Da zwei verschiedene Einflüsse bei der Wahl des günstigsten Röhrenarbeitspunktes (Steilheit der Anodenkennlinie und ihre Steilheitsänderung bei gegebener Gittergleichspannungsverschiebung, vgl. C I c) mitwirken, soll die Lage des endgültigen Betriebspunktes (Fall a oder b) durch die Aufnahme von V-Kurven festgelegt werden. Die Versuchsergebnisse in Abb. 26c zeigen, daß Fall a) dem Fall b) — gemessen an der V-Kurven-Steilheit — um nahezu 50% überlegen ist. Die Ursache hierfür ist die um 1/3 kleinere Steilheit der Anodencharakteristik in a) gegenüber b), der nur eine um wenig höhere Steilheitsänderung in b) gegenübersteht. Die Zahlenwerte seien in folgender Tabelle gegenübergestellt:

| | Fall a) | Fall b) |
|---|---|---|
| Steilheit der Anodenkennlinie $S_A$ mA/Volt . . . . . | 0,010 | 0,015 |
| Steilheitsänderung der Anodenkennlinie: mA/Volt$^2$ | $5 \cdot 10^{-3}$ | $5{,}5 \cdot 10^{-3}$ |
| Steilheit der V-Kurve $S_V$ Volt/$_{Volt}$ . . . . . | 2,0 | 1,4 |

*e) Die Frequenzabhängigkeit.*

Da beim Aufbau des Gleichstromverstärkers Transformatoren als Kopplungselemente benutzt wurden, ist ein Einfluß der Frequenz auf den Verlauf der V-Kurven zu erwarten. Dieser Einfluß soll dazu benutzt werden, die Steilheit der V-Kurven zu vergrößern, sowie eine Verringerung der Störspannung zu erreichen. Ferner wird man mit Rücksicht auf den später untersuchten Einfluß des schwankenden Netzes (vgl. C III c) in einem Bereich geringster Steilheit der Frequenzkurve $\Delta \tilde{e_a} = f(\nu)$ arbeiten. Man verändert daher die Kippfrequenz bei einer über die ganze Versuchsreihe festen Einstellung des Gleichstromverstärkers und legt die Arbeitsfrequenz in ein Maximum der aufgenommenen Kurven. Das

Meßergebnis (ausgezogene Kurve in Abb. 27) zeigt jedoch mehrere durch Resonanzerscheinungen bevorzugte Frequenzgebiete. Eine endgültige Wahl der Arbeitsfrequenz wird durch Aufnahme der V-Kurven bei den einzelnen Maximalfrequenzen getroffen (vgl. Abb. 28). Das Maximum bei höheren Frequenzen wird durch das Auftreten großer Störspannungen hervorgerufen. Mit Rücksicht auf kleine Restwechselspannung bei großer V-Kurven-Steilheit wird nach Abb. 28 als Arbeitsfrequenz gewählt: $\nu_a = 810$ Hz.

Mit diesen Untersuchungen DI, b ÷ e ist die günstigte V-Kurve bei gegebenem Gleichstromverstärker festgelegt. Daraus ergibt sich die Größe seiner Spannungsempfindlichkeit zu:

2,3 Volt Wechselspannung pro 1 Volt Gleichspannung.

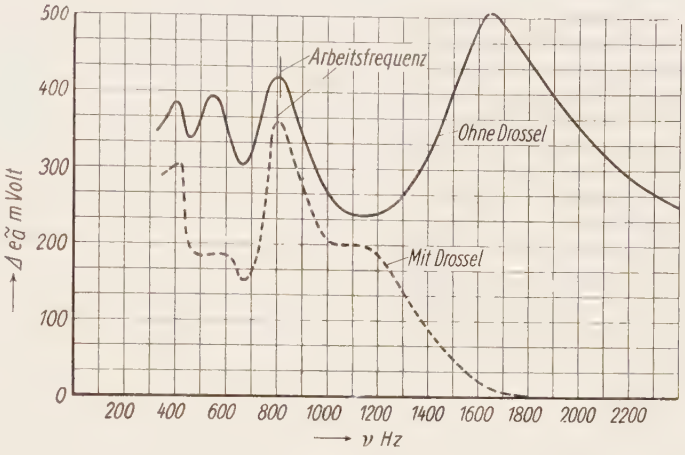


Abb. 27. Frequenzabhängigkeit des Gesamtaufbaus mit und ohne Drossel.

*f) Der Einfluß der Gitterkreis-Hochohmwiderstände.*

Um aus der gefundenen Spannungsempfindlichkeit die Stromempfindlichkeit des Gleichstromverstärkers zu ermitteln, ist der Einfluß der Gitterwiderstände zu untersuchen. Ihre Größe wurde wie bei den bisher verwandten Gleichstromverstärkern (vgl. A) nach der Größe der auftretenden Gitterströme in C I b zu $R_{gI} = R_{gII} = 10^9\ \Omega$ festgelegt. An Hand von Versuchen im Gesamtaufbau soll durch Einschalten verschieden großer, aber in den beiden Gitterkreisen stets gleicher Widerstände festgestellt werden, ob die obere Grenze in der Größe des Meßwiderstandes durch etwa weiter hinzutretende Einflüsse herabgesetzt werden muß. Wie die V-Kurven — mit verschieden großen Gitterwiderständen aufgenommen — in Abb. 29 a zeigen, werden Störspannung und alle übrigen Ordinatenwerte bei gleichem $e_g^=$ mit zunehmendem $R_g$ größer. Unter dem Einfluß verschieden großer Gitterströme ($i_{ges}: i_{ges} = 1:30$, vgl. C I b) erleidet ein Anteil der Röhrensteuerspannung ($e_{st} = e_g + D\ e_a$) durch Vorhandensein von Gitterkathodenkapazität in Verbindung mit dem Gitterhochohmwiderstand eine Phasenverschiebung und Größenveränderung, die bei Voraussetzung

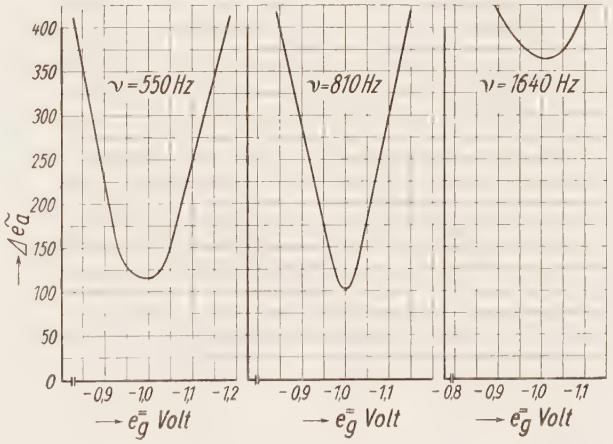


Abb. 28. Die V-Kurven bei den einzelnen Maximalfrequenzen.

gleicher Anodenbelastung beider Röhren zu einer Phasenverschiebung und Veränderung der Größe der Wechselspannungen in den beiden Primärwicklungen des Ausgangstransformators führt. Beide Einflüsse nehmen mit der Größe des Gitterwiderstandes zu.

## II. HILFSMITTEL ZUR VERRINGERUNG DER V-KURVEN-RESTSPANNUNG.

*a) Grundsätzliches über V-Kurven-Verlauf und Ausgangsspannung.*

Ziel der folgenden Untersuchungen ist es, mit Rücksicht auf weitgehende Wechselstromverstärkung, V-Kurven mit der Störspannung Null zu erhalten. Es erübrigt sich dann eine tote Anfangsspannung (vgl. die bisher vorhandene V-Kurven-Restspannung) mitzuverstärken, der Wechselstromverstärker kann klein dimensioniert werden. Bedingung hierfür ist, daß die Wechselspannungen im Ausgangstransformator drei Voraussetzungen zu erfüllen haben. Sie müssen

1. gleiche Größe,
2. gleiche Kurvenform,
3. gleiche Phase

aufweisen.

Während gleiche Größe leicht durch Einstellen der Spannungen an den Eingangspotentiometern zu erreichen ist (vgl. Abb. 12), läßt sich die zweite Voraussetzung nur angenähert erfüllen. Vergleicht man die den Untersuchungen zugrunde liegenden Röhrenkennlinien (Fall a, C I c), so zeigen sich gewisse Abweichungen in der Form ihrer Kennlinien, so daß der Kurvenverlauf der Spannungen in beiden Eingangswicklungen des Ausgangstransformators ungleich ist. Die Spannungen heben sich nicht gegeneinander auf. Es entstehen Restspannungen (vgl. Störspannung der V-Kurve) mit der Frequenz von höheren Harmonischen. Um diesen störenden Einfluß, der im Gleichstromverstärker selbst nicht aufzuheben ist, zu beseitigen, werden die Oberwellen stark dämpfende Kettenleiter hinter den Gleichstromverstärker geschaltet. Neben der Anwendung von Sperrkreisen oder einer Abstimmung im Ausgangskreis erwies sich die Einführung einer Drosselkette vorteilhaft.

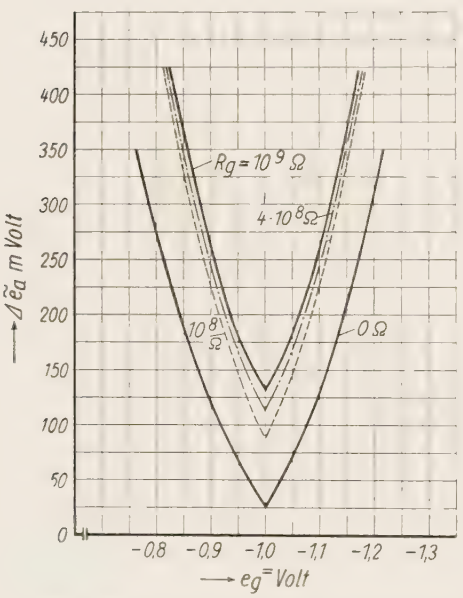


Abb. 29a. V-Kurven bei verschiedenen Gitterwiderständen.

*b) Die Drosselkette.*

Diese Spulenleitung hat die Aufgabe, alle oberhalb der Arbeitsfrequenz auftretenden Frequenzen stark zu dämpfen. Der Vierpol wurde daher, um eine steile Frequenzkurve zu erzielen, bei der Wahl großer Induktivität zweigliedrig aufgebaut (Abb. 30). Die Dimensionierung erfolgt nach der Arbeitsfrequenz

$\nu_a = 810$ Hz. Es wird jedoch die Resonanzfrequenz der Siebkette $\nu_r$ gegenüber $\nu_a$ etwas verlegt (vgl. Prinzip des Bandfilters), um ein nicht zu spitzes Maximum der Frequenzkurve mit Rücksicht auf den anzuwendenden Netzanschluß (vgl. D III c) zu erhalten. Gewählt wurde:

$\nu_r = 790$ Hz

L = 25,7 H bei 7300 Windungen.

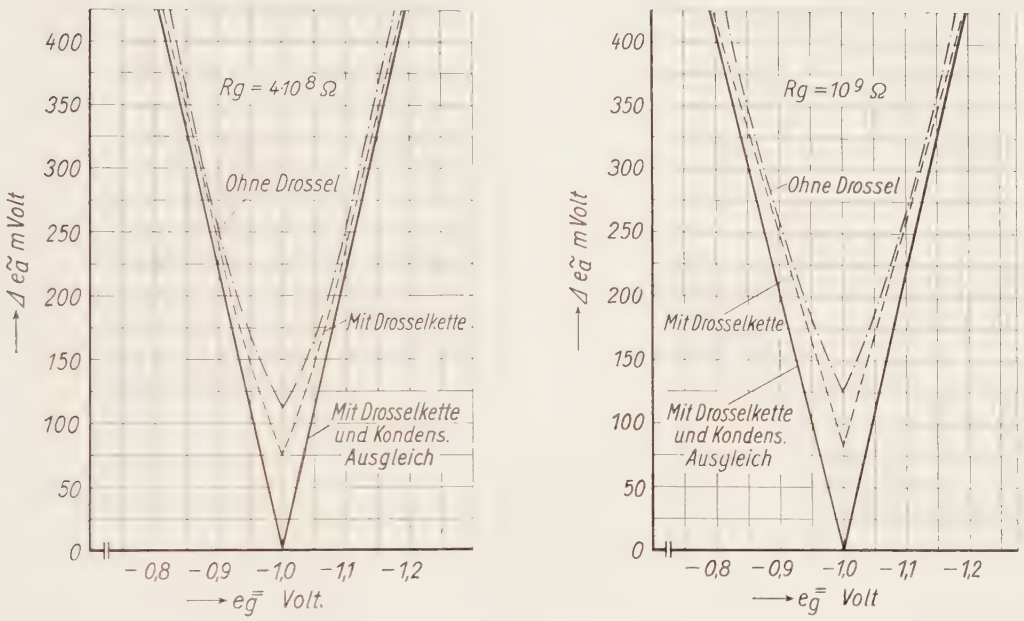


Abb. 29 b, c. V-Kurven ohne Drossel, mit Drossel, mit Kondensatorausgleich bei verschiedenen Gitterwiderständen.

Bei Berücksichtigung der Resonanzbedingung

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L}$$

$$\omega_r = 2\pi\nu_r$$

ist: $C = 1425$ cm.

Eine endgültige Abgleichung der Siebkette erfolgt im Betrieb. Sie ergibt bei Belastung mit dem Transformator $T_R$ die in Abb. 31 aufgenommene Frequenzkurve $\ddot{u} = f(\nu)$. Bei $\nu = \nu_r$ ist $\ddot{u} > 1$.

Bei $\nu = 2\nu_r$ ist $\ddot{u} = \sim 0$ ($\ddot{u} = \frac{U_e}{U_a}$, Abb. 30).

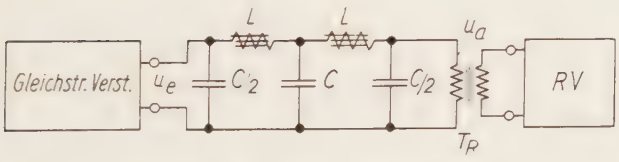


Abb. 30. Gleichstromverstärker mit Siebkette.

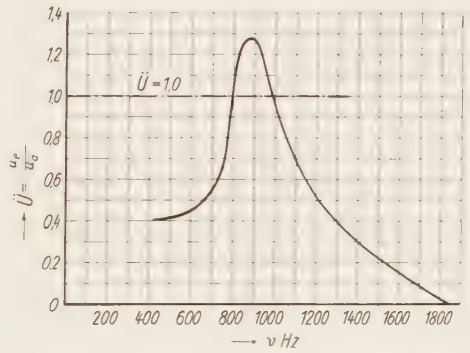


Abb. 31. Frequenzkurve der Siebkette.

*c) Versuchsergebnisse mit der Drosselkette.*

Nachdem diese Siebkette zwischen Gleichstromverstärker und Transformator $T_R$ geschaltet ist (Abb. 30), werden V-Kurven aufgenommen. Das Ergebnis bei verschiedenen Gitterwiderständen geben die in Abb. 29 b und c gestrichelt aufgezeichneten Kurven wieder, zu denen zum Vergleich die ohne Drosselkette erhaltenen Kurven der Abb. 29 a eingetragen sind. Der Erfolg ist eine Verminderung der Störspannung.

Um den Einfluß der Siebkette im gesamten Versuchsaufbau zu zeigen, wurde die Frequenzkurve des Gleichstromverstärkers mit angeschalteter Spulenleitung aufgenommen. Wie die durch die untere Kurve in Abb. 27 dargestellten Versuchsergebnisse zeigen, wird die Arbeitsfrequenz stark bevorzugt, ihre Resonanzlage $\nu_r = 800\,H_z$ ist infolge der Frequenzeigenschaft der Siebkette nach einer etwas tieferen Frequenz hin verlegt worden. Das ausgeprägte Maximum bei hohen Frequenzen wird vollkommen unterdrückt. Die Resonanzlage bei $410\,H_z$ bleibt erhalten, während die nächst höhere, die vielleicht durch Resonanzerscheinungen im Ausgangskreis des Gleichstromverstärkers verursacht wurde, nicht mehr erscheint.

*d) Die Beseitigung der Störspannung durch Phasenausgleich.*

Damit die Störspannung im V-Kurvenminimum verschwindet, wird außer der gleichen Größe und gleichen Form (bzw. Oberwellenbeseitigung) der beiden Wechselamplituden Phasengleichheit im Ausgangstransformator verlangt (vgl. D II a). Nach den in D I f angeführten Überlegungen entsteht eine Phasenverschiebung der Wechselspannungen, die nach den Angaben in C II durch die Zuschaltung einer Kapazität zwischen Gitter und Kathode der Vergleichsröhre aufgehoben werden kann. Hat man bei der Einstellung auf den Kleinstwert des Kondensators die Minimalspannung einer V-Kurve einreguliert, so ergibt sich bei einer Kapazitätseinstellung von 15 ÷ 25 cm sowie durch eine gewisse Nachregulierung der Gittergleichspannung dieser Röhre die Störspannung Null. Die mit diesen Mitteln bei verschiedenen Gitterwiderständen aufgenommenen V-Kurven sind in Abb. 29 b und c eingezeichnet. Diese Kurven zeigen infolge des Phasenausgleichs auf beiden Flanken linearen Verlauf. Die Steilheit der V-Kurve beträgt bei dem ausgeführten Versuchsaufbau $S_V = 2{,}3$ Volt Wechselspannung / 1 Volt Gleichspannung.

Vergleicht man diese Angabe mit dem Versuchsergebnis in D I e, so ergibt sich in beiden Fällen gleiche V-Kurven-Steilheit, nur wird diese in vorliegendem Falle bis zur Ausgangsspannung Null beibehalten. Nach diesem Ergebnis läßt sich die in D II a angegebene günstige Wechselstromverstärkung vorteilhaft ausnutzen.

## III. DER EINFLUSS DER NETZSCHWANKUNGEN.

*a) Verfahren zur Bestimmung des Netzeinflusses.*

Alle bisherigen Versuche wurden unter der Voraussetzung durchgeführt, daß die verwendeten Speisespannungen konstant bleiben. Da aber mit einem in der Spannung schwankenden Netz gearbeitet wird, wobei die Stabilisierung der Speisespannungen für

Gleichstromverstärker und Tongenerator nicht vollkommen ist, muß der Einfluß der Netzschwankungen experimentell geprüft werden.

Zu diesem Zwecke wurde ein bestimmter Ausschlag am Röhrenvoltmeter $R_V$ (vgl. Abb. 25) z. B. 100° 180 mVolt eingestellt und die Netzspannung in beiden Richtungen innerhalb des zulässigen Bereiches von 220 ± 15 Volt geändert. Das Ergebnis war eine unveränderte Einstellung des Röhrenvoltmeters. Wenn angenommen wird, daß 1/10° = 0,13 mVolt Ausschlagsänderung hätte beobachtet werden müssen, so liegt der tatsächliche Ausschlag unter 1/10°, d. h. unter 0,13 mVolt. Arbeitet man mit dem Gleichstromverstärker allein, so übt das schwankende Netz keinen Einfluß auf die Messung aus. Um jedoch im Hinblick auf eine anzuwendende Wechselstromverstärkung den Fehler zahlenmäßig festzulegen, wird folgendermaßen vorgegangen:

Das schwankende Netz beeinflußt 1) über das Netzanschlußgerät die Speisespannung des Gleichstromverstärkers E′ und 2) über den Kippgenerator die Frequenz $\nu$. Beide Einflüsse sind aus früheren Messungen, $E' = f(U \pm \Delta U)$, Abb. 17, und $\nu = f(U \pm \Delta U)$, Abb. 21, bekannt. Nun wird einmal E′, das andere Mal $\nu$ willkürlich so weit geändert, bis ablesbare Ausschlagsverstellungen am Röhrenvoltmeter als $\Delta \tilde{e}_a = f(E', \nu)$ nachgewiesen werden können. Von der großen künstlich hervorgerufenen Schwankung wird dann auf die kleine durch das Netz verursachte Änderung geschlossen. Daraus ergibt sich die gesuchte Abhängigkeit $\Delta \tilde{e}_a = f(U \pm \Delta U)$.

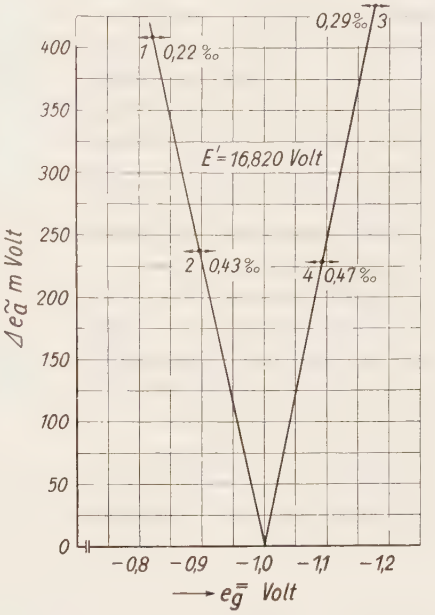


Abb. 32a. Untersuchte V-Kurve.

*b) Der Einfluß der Speisespannungsschwankung.*

Um die V-Kurven in ihrem gesamten Verlauf auf Speisespannungsschwankungen hin zu untersuchen, wurden auf beiden Seiten einer vorgegebenen V-Kurve bestimmte Punkte 1 ÷ 4 (vgl. Abb. 32a) eingestellt und hierbei die Speisespannung E′ = 16,820 Volt über den normalen Schwankungsbereich von E′ = ± 0,03 ‰ = ± 0,0005 Volt (vgl. C III f) heraus in den Grenzen von E′ = 16,650 ÷ 16,850 Volt geändert. Wie die Versuchswerte in Abb. 32b ergeben, wird der Ausschlag auf der negativeren Seite der V-Kurve — Punkt 3 und 4 — mit zunehmender Speisespannung größer, während er auf der anderen Seite der

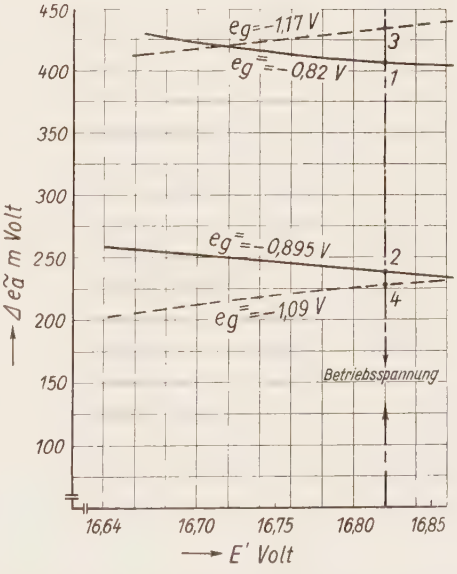


Abb. 32b. Spannungsempfindlichkeit des Gleichstromverstärkers an verschiedenen V-Kurven-Punkten.

V-Kurve — Punkt 1 und 2 — bei Veränderung von E′ in gleicher Richtung abfällt. Im V-Kurven-Minimum dagegen bleibt die Ausgangsspannung $\Delta \tilde{e}_a = 0$ über den gleichen Schwankungsbereich (vgl. folgende Versuchswerte $\Delta \tilde{e}_a = f[E']$) erhalten.

| E′ Volt | $\Delta \tilde{e}_a$ mVolt |
|---|---|
| 16,651 | 0 |
| 16,672 | 0 |
| 16,694 | 0 |
| 16,725 | 0 |
| 16,790 | 0 |
| 16,813 | 0 |
| 16,848 | 0 |

Kompensiert man also bei einer Gleichstrommessung auf die Ausgangsspannung Null, so treten Fehler durch die normale Speisespannungsschwankung E′ infolge des Netzanschlusses, da sie in dem weit größeren Schwankungsbereich nicht festgestellt werden konnten, nicht auf.

Wenn aus irgendeinem Grunde nicht im Minimum der V-Kurve gearbeitet werden soll, so muß der Fehler durch Netzschwankungen berücksichtigt werden. Bei den einzelnen Meßpunkten 1 : 4 (Abb. 32) ergeben sich durch Umrechnung der gemessenen Schwankung $\Delta \tilde{e}_a = f(E')$ auf die normale Änderung von E′ (vgl. C III f) — lineare Beziehung zwischen $\Delta \tilde{e}_a$ und E′ vorausgesetzt — noch folgende Abweichungen:

| Arbeitspunkt | Ausschlag $\Delta \tilde{e}_a$ mVolt | Abweichung % |
|---|---|---|
| 1 | 410 | 0,22 |
| 2 | 240 | 0,43 |
| 3 | 435 | 0,29 |
| 4 | 230 | 0,47 |

Läßt man infolge Netzschwankungen, die sich über die Speisespannung des Gleichstromverstärkers auswirken, einen Fehler von maximal 5 % zu, so muß die minimale Änderung von $\Delta \tilde{e}_a$ infolge Meßströme mindestens 1 % des Ruheausschlages betragen. Setzt man den gleichen relativen Einfluß des Netzes auf $\Delta \tilde{e}_a$ auch bei dessen kleinsten Werten voraus, so wird die Empfindlichkeit des Gleichstromverstärkers mit Rücksicht auf das schwankende Netz um so mehr ausgenutzt werden können, bei je kleineren Ausschlägen man arbeitet. In Wirklichkeit ist der Einfluß infolge Netzschwankungen kleiner (1 : 10 ‰), da innerhalb der Meßzeit, die zu 1 : 2 Minuten angenommen werden kann, das Netz nicht in dem ganzen als zulässig angegebenen Bereiche nach beiden Richtungen hin schwankt.

c) *Der Einfluß der Frequenzänderung.*

Da die Netzschwankung über den Kippgenerator infolge der Frequenzempfindlichkeit des Gleichstromverstärkers die Größe der Ausgangswechselspannung (vgl. C III a) beeinflußt, wurde die Arbeitsfrequenz außer den in D I e angeführten Gründen auf ein Optimum der Frequenzkurve verlegt. Der Einfluß $\Delta \tilde{e}_a = f(\nu)$ wird analog D III b an verschiedenen Stellen der V-Kurve untersucht. Die Meßreihe im V-Kurven-Minimum ergab bei einer Frequenzänderung $\Delta \nu = \pm 30$ Hz $= \pm 3{,}8\,\%$ bei 800 Hz keine Änderung der Ausgangswechselspannung $\Delta \tilde{e}_a = 0$.

Da die Netzschwankung über den Kippgenerator eine Frequenzänderung (Abb. 21) von $\Delta \nu = \pm 1{,}3$ Hz $= 0{,}15\,\%$ verursacht, ist auch auf diesem Wege infolge Frequenzschwankung bei der Einstellung des V-Kurven-Minimums (vgl. C III b) ein auf die Messung störender Einfluß des Netzes nicht vorhanden.

Der Frequenzeinfluß $\Delta \tilde{e}_a = f(\nu)$ auf je einer Seite der V-Kurve ist in Abb. 33 wiedergegeben. Die Frequenzkurve verschiebt sich etwas, wenn man von der einen Seite auf die andere übergeht. Eine Erklärung hierfür kann durch die verschiedene Art der Krümmung der bei der Meßröhre eingestellten beiden Arbeitspunkte gegeben werden. Die Form der Anodenkennlinie dürfte also den Verlauf der Frequenzkurve teilweise beeinflussen. Für die Berechnung der Frequenzabhängigkeit wird für beide Fälle gleiche Kurvenform vorausgesetzt.

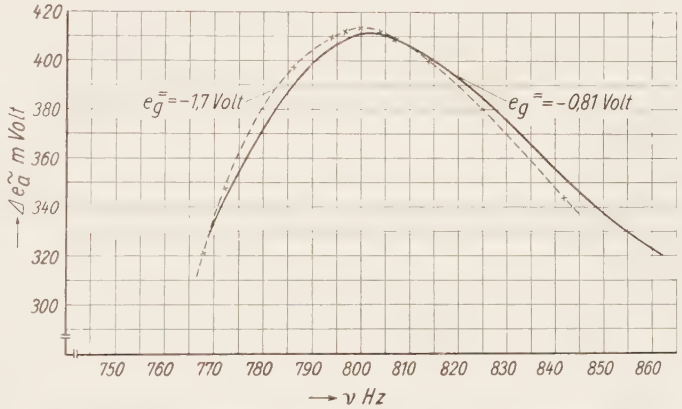

Abb. 33. Frequenzabhängigkeit des Gleichstromverstärkers auf beiden Seiten der V-Kurve.

Es wird folgender Weg eingeschlagen:

Man nimmt an, daß die Frequenzkurve im Maximum nicht waagerecht, sondern von dort aus nach den Punkten $\nu = \nu_{max.} \pm 3$ Hz geradlinig geneigt verläuft. Dadurch ergibt sich bei einer Frequenzänderung $\Delta \nu = \pm 1{,}3$ Hz (vgl. Abb. 21) ein Einfluß von 0,25% auf die Ausgangsspannung. Da aber die Frequenzkurve in Wirklichkeit in bezug auf einen Frequenzeinfluß günstiger verläuft, ist die Abweichung kleiner. Der hierdurch sich ergebende Fehler liegt somit in der gleichen Größenordnung wie der infolge Speisespannungsschwankungen (D II b), die dort ausgeführten Folgerungen gelten daher hier in gleichem Sinn.

Die Untersuchung des Netzeinflusses auf die Ausgangswechselspannung hat also ergeben:

Arbeitet man im V-Kurven-Minimum, so haben Netzschwankungen keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Wird der Arbeitspunkt auf einen Ast der V-Kurve verlegt, so ist ungefähr $1 \div 10\,‰$ vom Ruheausschlag als Meßausschlag zu verwenden.

Hiermit ist die Untersuchung des Gleichstromverstärkers abgeschlossen, an Hand von Meßbeispielen soll seine Anwendung gezeigt werden.

# E. Ausgeführte Messungen mit Hilfe des Gegentakt-gleichstromverstärkers.

## I. BESTIMMUNG DER STROMEMPFINDLICHKEIT DES GLEICHSTROMVERSTÄRKERS.

Aus der Gitterstromuntersuchung (vgl. C I b) ergibt sich die Größe des Gitterwiderstandes $R_g$, aus der Aufnahme der V-Kurven ihre größte Steilheit $S_V$ (vgl. D II d) bei gegebener Anordnung zu:

$$R_g = 10^9\ \Omega$$

$$S_V = 2{,}3\ \text{Volt}_{/1{,}0\ \text{Volt Gleichspg.}}$$

Berücksichtigt man die Empfindlichkeit des Röhrenvoltmeters $V_R$ mit Anodenstromkompensation (Zeigergalvanometer kompensiert $\Delta i_a : 1° = 3 \cdot 10^{-7}$ Amp.) von:

$$V_R = 1{,}3\ \text{mV}_{/1°} \qquad \text{(vgl. D III a)}$$

so errechnet sich die erreichbare Stromempfindlichkeit durch die Beziehung:

$$i = \frac{V_R}{S_V \cdot R_g} \qquad \left[ = \frac{\widetilde{\text{Volt}}_{/1°}}{\widetilde{\text{Volt}}_{/\text{Volt}} \cdot \Omega} = \text{Amp.}_{/°} \right]$$

$$= \frac{1{,}3 \cdot 10^{-3}}{2{,}3 \cdot 10^{9}} = 0{,}56 \cdot 10^{-12}\ \text{Amp.}_{/°}$$

$$\underline{\underline{i = \sim 10^{-12}\ \text{Amp.}_{/°}}}$$

Anm.: Die für das Röhrenvoltmeter angegebene Empfindlichkeit ist bei 100° = 180 mVolt Ausschlag vorhanden (quadratische Eichkurven). Man wird also, wenn ohne Wechselstromverstärker nur mit Röhrenvoltmeter gearbeitet wird, einen bestimmten Ruheausschlag zulassen (z. B. 100° bei einer Skala von 150°). Der Meßausschlag muß aber mit Rücksicht auf Netzschwankungen mindestens 1° = 1,3 mVolt sein.

## II. DIE MESSUNG EINES HOCHOHMWIDERSTANDES.

In folgenden Versuchsreihen werden die Meßergebnisse bei Anwendung des Gleichstromverstärkers mit anderen Meßverfahren verglichen. Die Bestimmung des Hochohmwiderstandes soll durch Strom- und Spannungsmessung erfolgen, wobei die Strommessung mittels Gleichstromverstärker erfolgt. Das prinzipielle Schaltbild von Meß- und Vergleichskreis zeigt Abb. 34 (vgl. B). Um den Gitterkreis der Meßröhe durch Öffnen des Schalters S wechselspannungsmäßig nicht zu verändern, damit hierdurch sich ergebende Meßfehler vermieden werden können, wurde nach Abb. 34, parallel zur Batterie ein Widerstand $R_b$ gelegt, dessen Größe klein gegen $R_1$ war ($R_b = 1000\ \Omega$). Der Umrechnungsfaktor f vom Vergleichs- zum Meßstrom ergibt sich aus dem Verhältnis der im Gitterkreis der Meßröhre liegenden Widerstände.

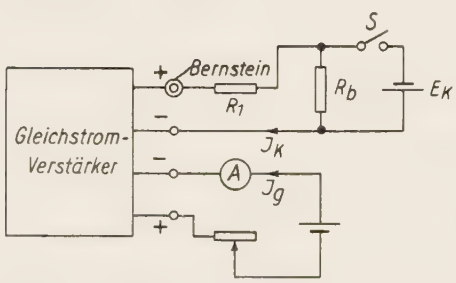


Abb. 34. Messung mit Gleichstromverstärker.

$$f = \frac{R_g}{R_K} = \frac{10^9}{10}$$

$$f = 10^8$$

Es wurde gemessen:

$$E_K = 3{,}16 \text{ Volt}$$

$$I_g = 1{,}35 \text{ mA} = 1{,}35\ 10^{-3} \text{ Amp.}$$

daraus folgt:

$$I_K = \frac{1{,}35 \cdot 10^{-3}}{10^8} = 1{,}35 \cdot 10^{-11} \text{ Amp.}$$

$$R_1 \quad \frac{E_K}{I_K} \quad \frac{3{,}16}{1{,}35}$$

$$R_1 = 2{,}34 \cdot 10^{11}\ \Omega.$$

Auf einem anderen Meßwege Aufnahme der zeitlichen Entladungskurve eines Kondensators infolge des parallel geschalteten Hochohmwiderstandes $R_1$ ergab sich:

$$R_{1'} = 2{,}12\ 10^{11}\ \Omega.$$

Die Abweichung beider Meßergebnisse beträgt 9,4 %. Dieser Wert liegt innerhalb der Summe aller Fehler, die durch die Benutzung der einzelnen Amp.- und Voltmeter (Elektrometer) entstehen.

## III. AUFNAHME EINER PHOTOZELLENCHARAKTERISTIK.

Die Charakteristik wird mit Hilfe des Gleichstromverstärkers und im Vergleich hierzu mit Elektrometer und Hochohmwiderstand aufgenommen.

Bei der Messung mittels Gleichstromverstärkers wird die Photozelle unter Beachtung richtiger Polarität an Stelle des Widerstandes $R_1$ in Abb. 34 geschaltet. Sie erhält auf indirektem Wege Licht von einer elektrischen Glühlampe. Die sich ergebende Kurve zeigt Abb. 35.

Die Messung mit Hilfe des Elektrometers erfolgt nach der Schaltung in Abb. 36, das Ergebnis der Messung gibt ebenfalls Abb. 35 wieder. Die Abweichungen liegen innerhalb der zulässigen Verschiedenheiten, die durch die unter EII erläuterten Zwischenwerte entstehen.

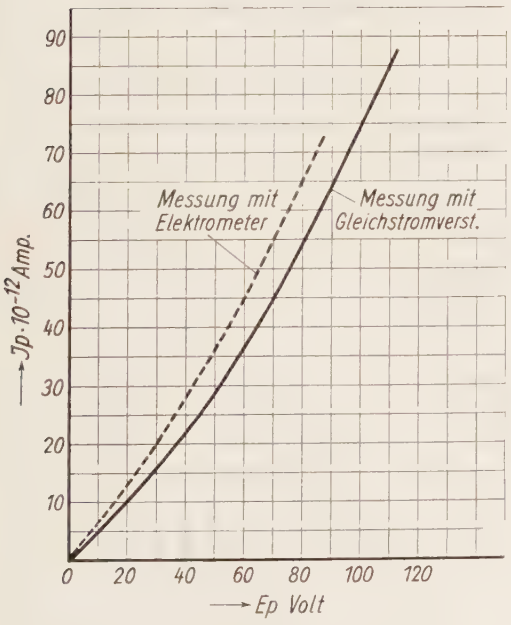


Abb. 35. Charakteristik der Photozelle.

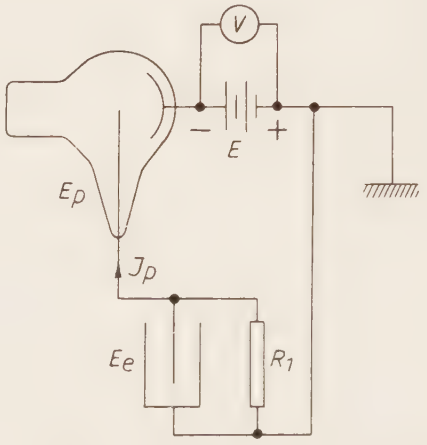


Abb. 36. Messung von Photoströmen mit Elektrometer.

IV. DIE AUFNAHME EINER TAGESHELLIGKEITSKURVE MIT PHOTOZELLE UND GLEICHSTROMVERSTÄRKER.

Um den Gleichstromverstärker in einem Dauerversuch auf seine Brauchbarkeit hin zu prüfen, wurde die Lichthelligkeitskurve in einem Zimmer im Verlaufe eines Tages aufgenommen. Die Photozelle ist dabei so aufgestellt, daß sie das Licht vom Fenster nur auf indirektem Wege erhält. Das Ergebnis dieses Zeitversuches (Abb. 37) zeigt die erfolgreiche Anwendung des entwickelten Gleichstromverstärkers während längerer Versuchszeiten. (Der Gleichstromverstärker war, trotzdem nur alle halbe Stunde einmal abgelesen wurde, fortlaufend in Betrieb.) Der Verlauf der Kurve ist in Abb. 37 durch eingetragene Bemerkungen erklärt.

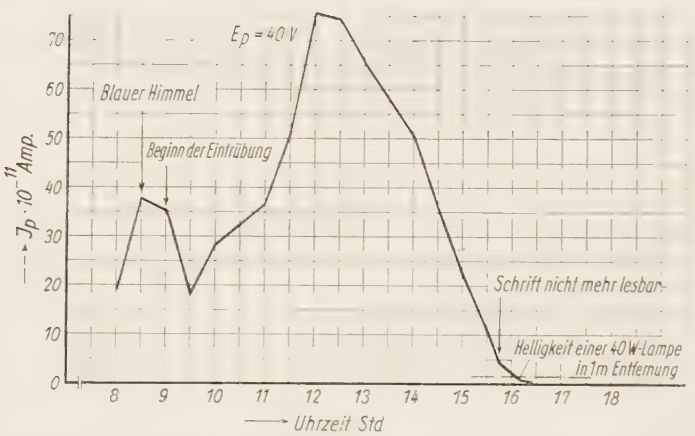


Abb. 37. Tageshelligkeitskurve eines Zimmers mit Photozelle und Gleichstromverstärker aufgenommen.

## F. Zusammenfassung.

In vorliegender Arbeit wurde ein neues Verfahren entwickelt, Gleichströme zu verstärken. Mit Hilfe zweier in Gegentakt geschalteter Röhren kann durch Gittergleichspannungsveränderung der einen Röhre eine Wechselspannung gesteuert werden. Die Spannungsempfindlichkeit wird durch Einschalten eines Widerstandes in den Gitterkreis der Meßröhre in eine Strombeeinflussung übergeführt.

Damit läßt sich die Gleichstromverstärkung in eine Wechselspannungsverstärkung überleiten. Das Verfahren arbeitet als Nullmethode durch Spannungskompensation am Gitter der Meßröhre.

Im Verlauf der Arbeit wird ein in elektrischer Hinsicht symmetrischer Aufbau der Gegentaktschaltung sowie ein dazugehöriger frequenzstabilisierter Tongenerator entwickelt. Der Gleichstromverstärker erhält ebenso wie der Frequenzgenerator einen mittels Glimmlampenbrückenschaltung spannungsstabilisierten Netzanschluß. Bei der experimentellen Untersuchung der entwickelten Geräte werden die günstigsten Betriebsverhältnisse durch Aufnahme von »V-Kurven« festgelegt, sowie Mittel zur Beseitigung der »Störspannung« mit Erfolg angewendet. Der Einfluß des schwankenden Netzes wird ermittelt,

der jedoch, wenn man im V-Kurven-Minimum arbeitet, verschwindet. An Hand ausgeführter Photostrommessungen wird die Brauchbarkeit des neuen Gleichstromverstärkers nachgewiesen. Mit dem hier durchgebildeten Versuchsaufbau sind Gleichströme bis zu $10^{-12}$ Amp. gemessen worden.

*Erweiterungsmöglichkeiten.*

Das obige Verfahren der Gleichstromverstärkung ist für den Anschluß eines Wechselstromverstärkers an Stelle des Röhrenvoltmeters entwickelt worden. Danach kann eine Empfindlichkeitssteigerung je nach der Größe der angewendeten Verstärkung erzielt werden. Der Verstärker ist dann ebenfalls mit stabilisiertem Netzanschluß zu versehen.

Eine weitere Erhöhung der Empfindlichkeit dieses Gleichstromverstärkers kann durch Benutzung von Spezialgleichstromverstärkerröhren[12]) erzielt werden. Hierdurch können die Gitterwiderstände auf $10^{12} \div 10^{13}\,\Omega$ vergrößert werden. Faßt man diese Erweiterungsmöglichkeiten zusammen, so dürfte sich die Empfindlichkeit noch um einige Potenzen steigern lassen.

## G. Benutzte Literatur.


[1]) Turner, Kallirotronschaltung. Jahrbuch für drahtlose Telegraphie, Bd. 17, S. 52.

[2]) Jaeger und Schaeffers. Ein hochempfindliches Röhrengalvanometer mit Gleichstromrückkopplung. Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus dem Siemenskonzern, 1925, Bd. 4, S. 233.

[3]) Jaeger und Kußmann, Über Gleichstromverstärkung, ihre Anwendung zu Meßzwecken und ihre Grenzen, Physikal. Zeitschrift, 1927, Bd. 28.

[4]) Sell, Zeitschrift für technische Physik, 1932, H. 7.

[5]) Peek, Ein neuer Gleich- und Wechselstromverstärker. Archiv für Elektrotechnik, 1932, Bd. 26, S. 433.

[6]) Greimacher, Abschirmen des Verstärkers. Zeitschrift für Physik, 1924, Bd. 23, S. 379.

[7]) Lämmchen, Beiträge zur Stabilisierung von Spannungen mittels Glimmlampen. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 1933, Bd. 42, Heft 4.

[8]) Lämmchen, Die zeitliche Konstanz von Glimmstreckenkennlinien und ihr Einfluß auf Spannungsstabilisierungsschaltungen. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 1934, Bd. 44, S. 193.

[9]) Lämmchen, Über das Anlassen von Spannungsstabilisierungsschaltungen mittels Glimmstrecken. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, 1934, Bd. 44, S. 161.

[10]) Schallreuter, Über Schwingungserscheinungen in Entladungsröhren. Verlag Vieweg & Sohn.

[11]) Geffken, Zündspannung und Stabilität der intermittierenden Glimmentladung. Zeitschrift für Physik, 1925, Bd. 26, S. 241.

[12]) Jaeger, Haußer, Vahle, Röhrengalvanometer. Wissenschaftliche Veröffentlichungen aus dem Siemenskonzern, 1922, S. 325.

# Lebenslauf.

Ich, Kurt Lämmchen, wurde am 1. April 1910 als Sohn des Gasthofsbesitzers Hermann Lämmchen in Kattern bei Breslau geboren. Ostern 1928 legte ich die Reifeprüfung an der Eichendorff-Oberrealschule in Breslau ab und begann nach halbjähriger praktischer Tätigkeit im Herbst 1928 das Studium der Elektrotechnik an der Technischen Hochschule zu Breslau. Nach dem 8. Studiensemester bestand ich im November 1932 das Diplom-Hauptexamen »mit Auszeichnung« und erhielt hierbei eine Prämie der Siemens-Ring-Stiftung. Vom 1. Dezember 1932 bis 15. Februar 1934 war ich als Hilfsassistent am Elektrotechnischen Institut der Technischen Hochschule Breslau bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Hilpert tätig. In dieser Zeit habe ich neben der Entwicklung eines neuartigen Gleichstromverstärkers weitere Forschungsarbeiten durchgeführt, die unter den folgenden Überschriften in der Zeitschrift für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik veröffentlicht sind:

1. Beiträge zur Stabilisierung von Spannungen mittels Glimmstrecken,
2. Über das Anlassen von Spannungsstabilisierungsspaltungen mittels Glimmstrecken,
3. Die zeitliche Konstanz von Glimmstreckenkennlinien.

Seit dem 15. Februar 1934 bin ich als Entwicklungsingenieur im Laboratorium der Firma C. Lorenz Aktiengesellschaft angestellt.